
RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs
ISSN 0033 7668
N° 444 Novembre 1984
13 f
Détermination de la direction d'un satellite
Photo E.S.A
Les capteurs et leurs applications
Basicode : l'esperanto des ordinateurs ?
Mise au point T.V : mire de barres et quadrillage (convergence et pureté)
AC PARAM : correcteur paramétrique
Belgique 97 FB - Suisse 4 FS - Canada $ 2 - Espagne 220 Pesetas - Tunisie 1,38 Dinar
T 2438 - 444 - 13,00 F
low
high
IN
OUT
ON
PLAY
L
R



Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.

Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR**
Service promotions : **S. GROS**
Direction des ventes : **J. PETAUTON**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an **112 F** - Étranger : 1 an **205 F** (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

OJD DIFFUSION PUBLICITÉ 1983

Ce numéro a été tiré à 93 400 exemplaires

Dépôt légal novembre 1984 - Editeur 1245 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps :

- ⧗ Moins de 2 h de câblage
- ⧗⧗ Entre 2 h et 4 h de câblage
- ⧗⧗⧗ Entre 4 h et 8 h de cablage
- ⧗⧗⧗⧗ Plus de 8h

difficulté :



- Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière
- Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)
- Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum
- Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense :



- $ Prix de revient inférieur à 200 F
- $$ Prix de revient compris entre 200 F et 400 F
- $$$ Prix de revient compris entre 400 F et 800 F
- $$$$ Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE

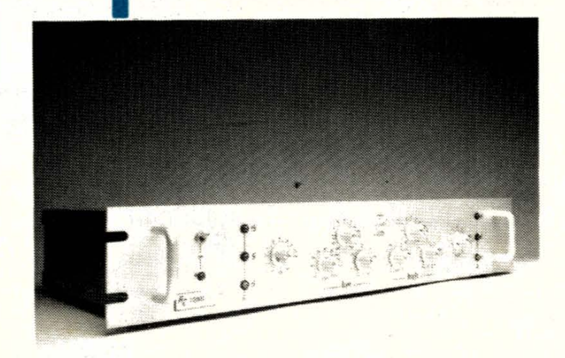
N° 444 NOVEMBRE 1984

Réalisation

31 FA 2 filtre actif et bruit rose

35 Mire à «tout faire»

77 AC PARAM égaliseur paramétrique



91 Préampli et millivoltmètre AF



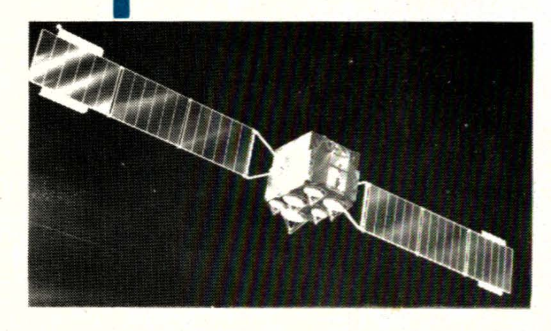
Technique

19 Les capteurs et leurs applications

35 Détermination de la position d'un satellite

54 Réception par satellite : Station amateur 4 GHz

57 Liste des satellites géostationnaires (suite)



Micro-Informatique

72 Basicode : L'Esperanto des ordinateurs



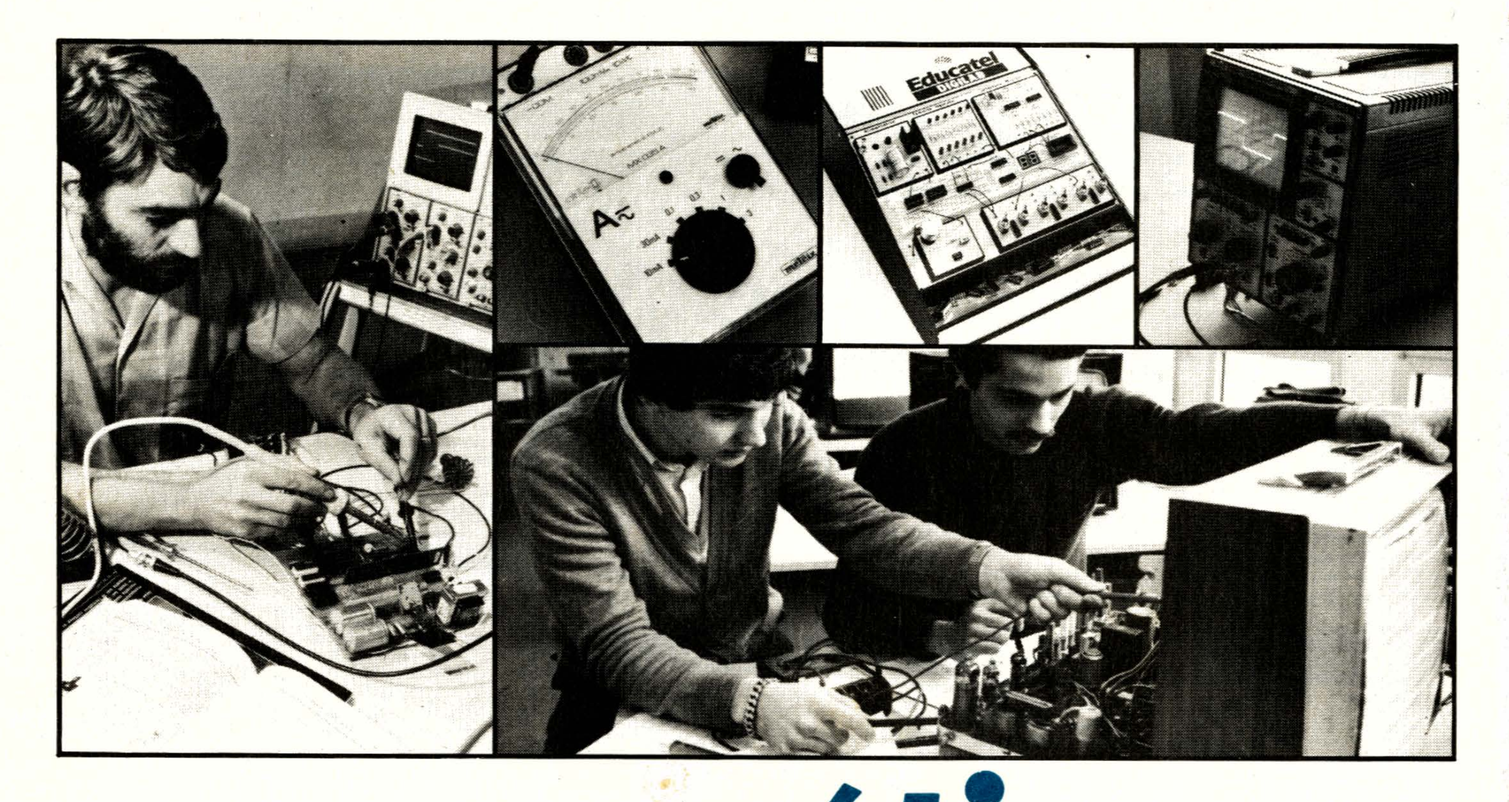
Divers

30 Page circuits imprimés

64 Infos

70 Détaillants qui êtes-vous ? PENTASONIC

Ont participé à ce numéro: J. Alary, M. Barthou, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, M.-A. de-Jacquelot, C. de Maury, S. Nueffer, M. Rateau, R. Rateau, J. Sabourin.



un métier
dans l'électronique :
Educatel vous en donne les moyens

Notre programme d'étude comprend trois aspects:

• **Un enseignement théorique** par des cours par correspondance à suivre chez vous et à votre rythme. Vous êtes en permanence assisté et conseillé par un professeur qui corrige vos devoirs

• **Un enseignement pratique** sur du matériel que vous utiliserez chez vous. Vous disposerez d'un équipement professionnel complet utilisant une technologie de pointe et adapté à votre spécialité: pupitre d'expérimentation digitale, carte micro-processeur, ampli stéréo, etc.

• **Un stage de perfectionnement** (facultatif) dans notre centre de stage à Paris. Vous aurez la possibilité de travailler sur du matériel de professionnel (oscilloscopes double trace, multimètres numériques, mire télévision couleur, etc.) et de bénéficier directement des conseils d'un professionnel.

Radio TV Hi-Fi
- Monteur dépanneur radio TV
- Monteur dépanneur radio TV Hi-Fi (cours TV couleurs)
- Monteur dépanneur vidéo
- Technicien radio TV
- Technicien radio TV Hi-Fi
- Technicien en sonorisation.

Automatismes et robotique
- Technicien en micro-processeurs
- Technicien en automatismes
- Spécialisation en automatismes.

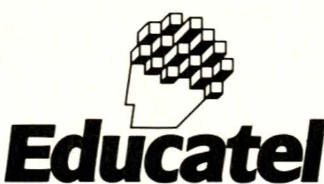
Electronique
- Electronicien
- Intallateur dépanneur en électroménager
- Technicien électronicien
- C.A.P. ou B.P. électronicien
- B.T.S. électronicien
- Technicien en micro-électronique
- Technicien en micro-processeurs.

POSSIBILITE DE COMMENCER VOS ETUDES A TOUT MOMENT DE L'ANNEE

SOGEX

Si vous êtes salarié, votre étude peut être prise en charge par votre employeur (loi du 16-7-1971 sur la formation continue).
Si vous êtes demandeur d'emploi, l'ASSEDIC peut éventuellement vous accorder certaines aides (nous consulter).

EDUCATEL - 1083, route de Neufchâtel 3000 X - 76025 ROUEN Cédex



Educatel

G.I.E. Unieco Formation
Groupement d'écoles spécialisées.
Etablissement privé d'enseignement par correspondance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.

BON pour recevoir GRATUITEMENT
et sans aucun engagement une documentation complète sur le secteur ou le métier qui vous intéresse, sur les programmes d'études, les durées et les tarifs.

RAP093

M. ☐ Mme ☐ Mlle ☐
NOM .... Prénom ....
Adresse: N° .... Rue ....
Code postal |_|_|_|_|_| Localité ....
(Facultatifs)
Tél.......................... Age....... Niveau d'études...
Profession exercée..
Précisez le métier ou le secteur professionnel qui vous intéresse:
....

EDUCATEL G.I.E. Unieco Formation
3000 X - 76025 ROUEN CEDEX
Pour Canada, Suisse, Belgique: 49, rue des Augustins - 4000 Liège
Pour TOM-DOM et Afrique: documentation spéciale par avion.

ou téléphonez au
(1) 208.50.02
(35) 71.70.27



Les capteurs et leurs applications



Bon nombre d'applications décrites dans la revue font appel aux capteurs. Ainsi en est-il des différents montages d'alarme ou de mesures. Il va de soi que dans la plupart des cas on a affaire à des capteurs du genre lumineux, magnétique ou ultra-sonore. Encore faut-il que chacun d'eux corresponde à une utilisation rationnelle eu égard à leurs caractéristiques, ainsi, bien entendu qu'au domaine d'emploi qui leur est réservé. Le but de cet article est de fournir au lecteur une schémathèque relativement complète de ce qui se fait en ce domaine y compris la mise en œuvre et les différentes applications possibles.

Bien que cet article ne se veuille pas exhaustif, loin s'en faut, nous avons voulu quand même faire en sorte de décrire et d'expliciter du mieux possible des capteurs très différents de ceux précités et qui, dans bien des cas, alliés à l'électronique permettront à tout un chacun de réaliser l'appareil «AD HOC» correspondant réellement à un besoin potentiel. Nous avons voulu en outre que ces différents capteurs, reflets pour la plupart de matériels à utilisation domestique, puissent être facilement approvisionnés et à part quelques exceptions au niveau de matériel peu courant dont la description peut apporter au lecteur une information rédactionnelle peu facile d'accès, nous avons fait en sorte de bannir les différents capteurs professionnels, de surcroît fort onéreux, dont la place n'était guère dans un article de ce genre.

Ainsi, comme avec l'article «Température et thermométrie» paru dans les numéros 439, 440 et 441, le lecteur intéressé pourra puiser une foule de renseignements et bon nombre d'idées concernant un problème particulier. De cette façon, nous pensons répondre peu ou prou aux résultats de l'enquête RPEL de janvier 1984 justifiant les articles théoriques permettant à chacun de progresser par une meilleure connaissance des matériels afin de mener à bien par la suite la réalisation des montages proposés.

Les capteurs décrits

Le tableau ci-dessous nous indique les différents capteurs dont nous allons parler. Comme nous l'avons dit, la liste n'en est nullement exhaustive, il va de soi qu'une parution entière n'y suffirait pas, mais le lecteur s'apercevra aisément que peu de domaines ont été omis. Nous donnons d'ailleurs dans ce même tableau, une colonne des quelques applications qui peuvent être envisagées.

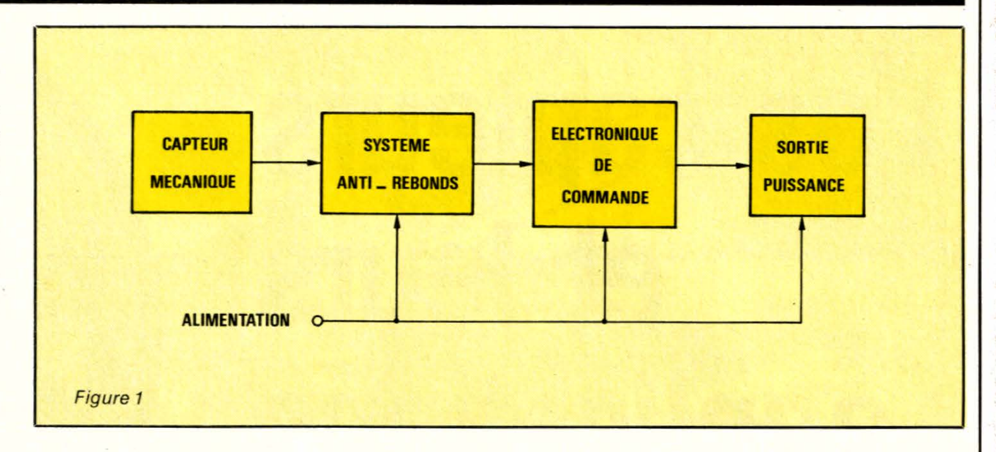


Figure 1

TABLEAU 1

Type de capteur	Utilisation
Mécanique	Tout ou rien ou position linéaire
Pression	Absolue ou relative, alarmes
Magnétique	Tout ou rien, mesures
Salinité	Mesure et alarme
Température	Mesure, alarme
Sonore	Mesure, amplification, alarme
Lumière	Mesure, alarme
Gaz	Détection, seuil, alarme
Position angulaire	mesure
Humidité	mesure
Niveau	Tout ou rien, alarme

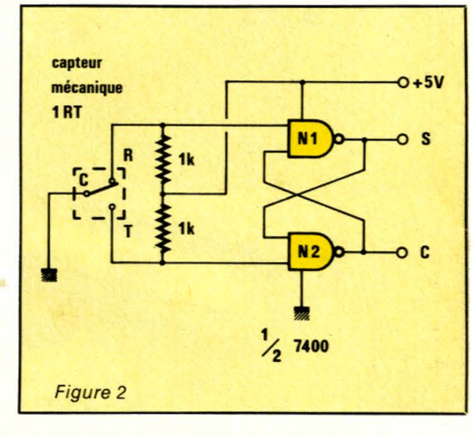


Figure 2

Relativement à ce tableau de base, établissons maintenant la liste des différents matériels que le lecteur va trouver décrit tout au long de cet article.

TABLEAU 2

Type de Capteur	Matériel décrit
Mécanique	Microswitch à galet Microswitch subminiature à bille Switch à tige, au mercure Switches normaux
Pression	Microvalve pneumatique Pressostat basse pression à 2 seuils Pressostats professionnels Ic de mesure électronique
Magnétique	Effet Hall linéaire Effet Hall tout ou rien ILS * normaux et miniatures
Salinité	Sonde à 0 V Capteur complet à 0 V
Température	Klixon * Thermostat à bilame Sonde thermoélectrique Sonde à liquide frigorigène
Sonore	Transducteur à Ultra-sons Capteur dynamique à membrane Capteur à bobine mobile
Lumineux	Capteur à Ultra-violet Capteur à l'infra-rouge Cellules photo électriques Cellules photo résistantes
Gaz	Capteurs à oxyde de carbone, propane méthane et éthanol Capteurs de fumée
Position angulaire	Potentiomètre multitours Rotacteur multiposition
Humidité	Capteur d'humidité relative
Niveau	Capteur normal Capteur anti-corrosion

* *Marque déposée.*

Après avoir établi la liste de nos différents capteurs, nous allons maintenant décrire chacun d'eux.

Capteurs mécaniques

La majorité de ces matériels étant du genre «tout ou rien», nous avons en fait affaire à un interrupteur, voire à un inverseur, simple ou double dont le ou les contacts sont assurés par déplacement d'un ensemble de petite mécanique simple ou de tringlerie. Chaque capteur considéré ordonnant un contact, inévitablement des rebonds de commutation ont lieu et pour l'utilisation dans un systéme électronique donné, il faudra généralement toujours en passer par une réalisation équivalente au synoptique de la **figure 1**.

En fait l'électronique commandant la sortie puissance sera toujours précédée d'un circuit anti-rebonds permettant d'anihiler par sa mise en œuvre tous les «pseudo» contacts pouvant avoir lieu au basculement de l'inverseur. Nous donnons à la **figure 2** un schéma simple d'un système anti-rebonds fort utilisé. Celui-ci est réalisé en logique TTL 5 V et vu sa simplicité, laissons le soin au lecteur ne le connaissant pas encore d'en expliciter le fonctionnement. Disons simplement que les deux portes

N_1 et N_2 sont montées en bascule et éliminent tous les rebonds qui ont lieu au moment où le contact s'établit, rebonds mécaniques qui sont évidemment autant d'impulsions indésirables dans tous montages logiques. Un inconvénient inhérent à ce genre de montage est qu'il faut que le contact soit réalisé au moyen d'un inverseur. Or certains capteurs mécaniques ne possèdent en fait qu'un seul contact interrupteur. A ce moment il nous faut employer un autre montage anti-rebonds et nous renvoyons le lecteur au schéma de la **figure 3** pour la description de ce nouveau montage. En fait, il s'agit ici d'un montage calibrateur pour lequel la durée de basculement du contact mécanique et des impulsions indésirables en résultant sont pris en compte dans un circuit à constante de temps. Celui-ci a été déterminé de façon à ce que le signal de sortie ne soit disponible sur la borne S, que T secondes après le basculement de l'interrupteur. De cette façon il est clair qu'à ce moment le contact est définitivement ouvert ou fermé. Dans notre montage réalisé de façon discrète sous une tension d'alimentation de 24 V, la constante de temps vaut :

$\tau_{(s)} = C_{(F)} \cdot R_{(\Omega)}$
avec $C = 2{,}2\ \mu F$ et $R = 33\ k\Omega$
d'où $\tau = 2{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot 33 \cdot 10^{3} = 72{,}6 \cdot 10^{-3}$ s
= 72 ms

En tout état de cause, la durée réelle de prise en compte des impulsions parasites est donnée par la formule $U = 1 - e^{(-t/\tau)}$ dans laquelle il est aisé de déterminer le temps t sachant que :

τ = constante de temps de circuit
e = 2,718828
t = durée à obtenir
U = tension de charge

En fait on se bornera à déterminer empiriquement selon l'électronique de commande, une durée de l'ordre de 10 ms à 100 ms valeurs qui, dans la plupart des cas donneront entièrement satisfaction. Pour en terminer avec ce montage, signalons à nos lecteurs qui ne l'auraient pas remarqué, que le montage des deux transistors 2N1711 et des résistances alentour forment un «trigger de Schmitt».

Nous n'en expliquerons pas ici le fonctionnement, mais pour fixer les idées, disons que grâce à lui, il est possible d'obtenir en sortie des créneaux à fronts raides capables de déclencher des bascules électroniques ou d'attaquer des portes logiques sans donner naissance à des impulsions parasites.

Un dernier montage, pratiquement de fonctionnement équivalent au précédent est donné à la **figure 4**. Nous utilisons cette fois-ci des circuits intégrés CMOS de type 4093, quadruple NAND deux entrées, trigger de schmitt.

Le montage ne requiert que 3/4 de boîtier et une résistance en plus des quelques éléments concernant le circuit temporisateur d'entrée. Contrairement au montage de la **figure 3**, le capteur mécanique est cette fois-ci à ouverture et il conviendra de choisir soit la sortie normale S, soit la sortie complémentaire C pour l'attaque de l'électronique suiveuse.

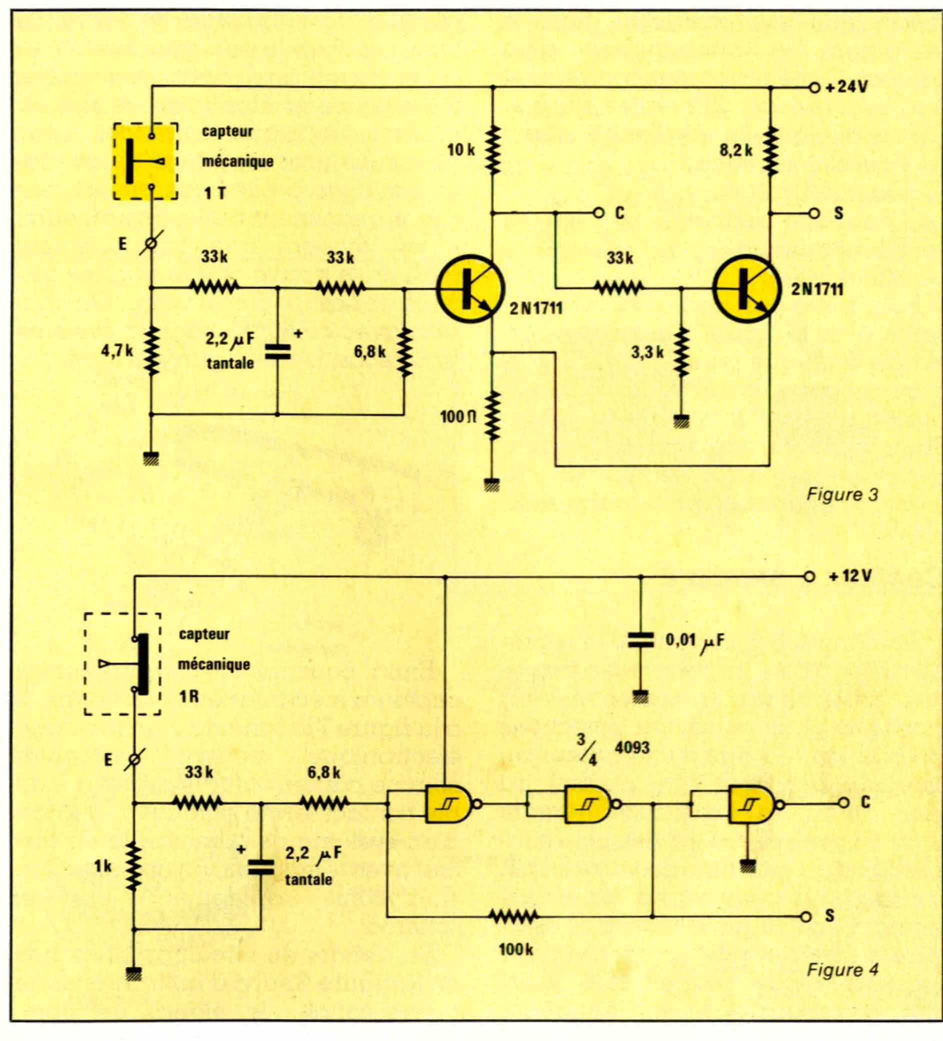


Figure 3

Figure 4

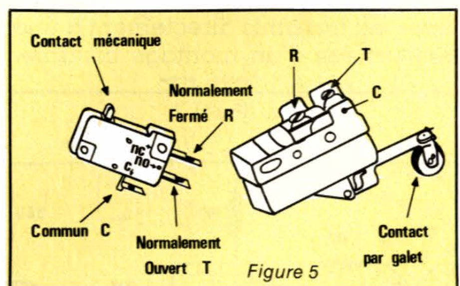
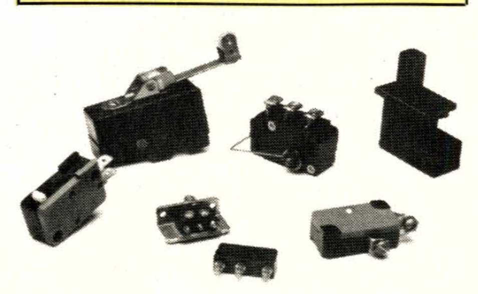


Figure 5



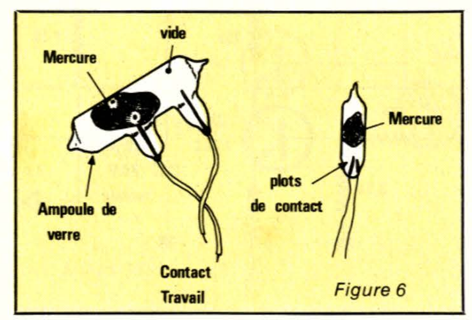


Figure 6

Quelques capteurs mécaniques

On trouvera à la **figure 5** le schéma de micro switches du commerce. Pratiquement tous à inverseur fugitif, ils sont basés sur le même principe à savoir une action

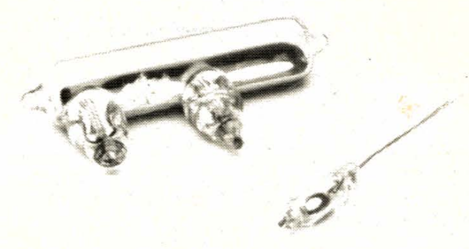
mécanique sur une lame flexible entrainant le basculement d'un contact. Cette action par contre peut être réalisée de différentes façons. Citons quelques-unes d'entre elles :

— Poussoir et tirette
— Galet tournant
— Languette flexible
— Fil métallique
— Micro bille...

Pour notre part nous avons représenté à cette figure un modèle fort simple à unique poussoir, très facile à se procurer et un autre plus sophistiqué avec languette et galet. Pour tous ces capteurs on pourra avantageusement employer le montage anti-rebonds de la **figure 2.**

Capteur à mercure

On trouvera à la **figure 6** la représentation d'un capteur mécanique peu utilisé de nos jours bien que fort pratique pour certaines détections de position. Il s'agit d'un capteur au mercure qui peut être normal ou bien miniature. Le fonctionnement d'un tel composant est des plus simples. Soit un petit tube de verre fermé à chaud aux deux extrémités et renfermant une certaine masse de mercure à l'intérieur de l'ampoule dans laquelle le vide a été effectué de façon à proscrire toute oxydation. Deux traversées métalliques sortent de ce tube et reçoivent les fils de connexion. Il est clair que selon la position de l'ampoule de verre, le mercure viendra ou non mettre en court-circuit les deux traversées métalliques et établir de ce fait un contact électrique entre ces deux points. Le gros avantage de ce produit sur les précédents en est une usure quasiment nulle. Par ailleurs, il est évident que l'inconvénient majeur se trouve être la relative fragilité de l'ampoule de verre. On utilisera avec ce composant un système anti-rebonds des **figures 3** ou **4.**



Enfin, pour clore le chapitre sur les capteurs mécaniques nous donnons à la **figure 7** le schéma d'un montage électronique pouvant accepter comme capteur tout matériel à simple contact fermé ou ouvert. Il s'agit d'un système de commande en discret avec temporisation de précision. Analysons rapidement un tel schéma.

En dehors du circuit anti-rebonds de la **figure 3** suivi d'un transistor de commutation, le signal de commande issu du collecteur de ce transistor est transmis directement à une des entrées d'un montage bistable. A contrario l'autre entrée est reliée à la sortie d'un amplificateur opérationnel de type 741 monté en comparateur de tension. L'entrée inverseuse est référencée en tension à l'aide des deux diodes BAX 13, et l'entrée non inverseuse voit son potentiel augmenter exponentiellement lors de la charge du condensateur de 22 µF par l'ensemble, potentiomètre 1 MΩ et résistance 10 kΩ. Dès lors il est clair que l'état 1 sera obtenu sur une des sorties du bistable, T secondes après l'application d'un état 1 sur l'entrée de commande. Par contre le retour à l'état 0 de la sortie est obtenue dès la disparition de l'état 1 sur l'entrée de commande. En d'autres termes, si nous réglons par exemple notre potentiomètre P de façon à avoir une temporisation de 50 s, le relais de sortie ne collera que 50 secondes après que le capteur ait collé son contact, mais si ce contact devait s'ouvrir avant que ce temps se soit écoulé, le relais resterait décollé.

Nous voyons donc qu'un tel schéma allié à un des capteurs précités va nous permettre de réaliser différents montages de commutation avec temporisation. Notons de plus l'emploi de composants fort courants et d'une unique tension d'alimentation de + 24 V.

Nous en avons maintenant terminé avec les capteurs mécaniques. Gageons que le faible prix et la grande diversité de ceux-ci incite-

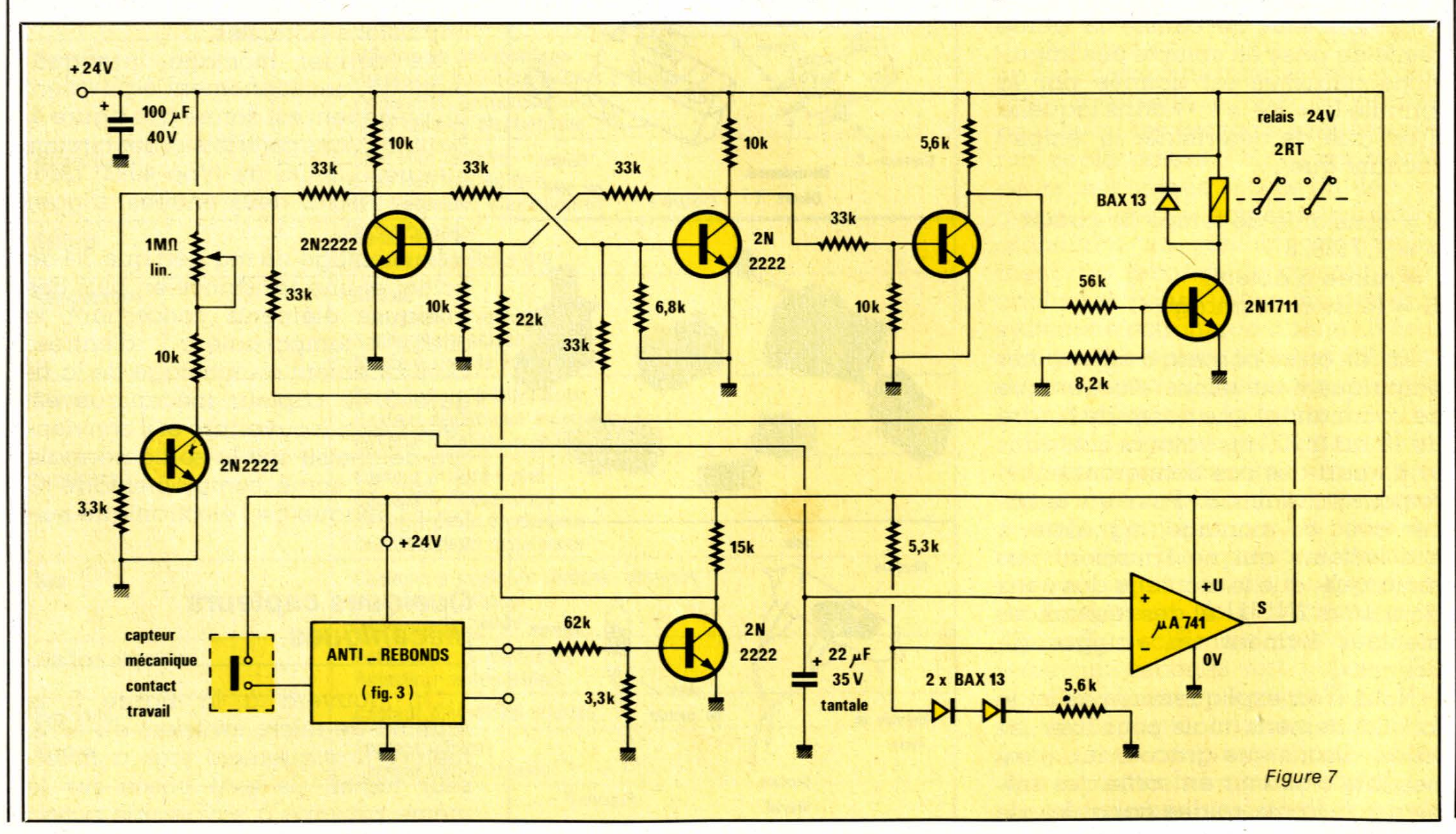


Figure 7

rons nos lecteurs à les utiliser plus souvent dans des montages où ils donneront de la façon la plus simple possible une information de qualité.

Les capteurs de pression

Capteurs à membrane

Le choix étant relativement vaste, il nous a fallu nous limiter à quelques modèles que l'on peut trouver couramment dans le commerce spécialisé ou bien encore récupérer sur des matériels divers. Citons entre autres, moteurs à combustion interne, chaîne d'alimentation gaz, système d'eau sous pression. La liste n'est nullement limitative et il appartiendra à chacun, en bon technicien, de savoir adapter tel ou tel matériel à ses exigences particulières. Nous donnons à la **figure 8** le schéma d'un pressostat de type standard de pression 2 bars. Un tel composant est généralement constitué d'une petite membrane métallique de surface S, la pression engendrée par une force F agissant uniformément sur cette surface, rapport de la force à la surface pressée, provoque le déplacement longitudinal d'une tige alliée à un contact mécanique.

Ces capteurs de pression sont appelés «pressostat» et peuvent réagir à une pression absolue ou différentielle. Dans une chaine gaz, le circuit est généralement constitué d'organes de ce genre ainsi que de manomètres de mesure et de micro-vannes d'arrêt ou de BY-PASS. Nous donnons à la **figure 9** le schéma de ce petit composant qui fait la plupart du temps, partie d'un tel ensemble. A la **figure 10** nous trouvons la représentation d'un préssostat à deux seuils. Ces modèles, généralement très sensibles aux basses pressions, quelques dizaines de millibars, possèdent deux seuils de commutation ; un seuil bas et un seuil haut. Ils sont couramment utilisés en détection statique de niveau d'eau dans les machines à laver. Pour cette utilisation, le fonctionnement est des plus simples. Une cavité renfermant de l'air est reliée d'une part à l'entrée du pressostat, d'autre part dans la cuve à liquide. Plus le niveau de celle-ci va monter, plus l'air emprisonné dans la cavité va se trouver comprimé. Par suite toute moddification de la hauteur d'eau h va se traduire par une variation de pression sur la membrane de notre capsule pressostatique et enclencher le premier puis le deuxième seuil de commutation. Nos lecteurs peuvent entrevoir de nombreuses solutions d'emploi de ce capteur à double seuil. Nous donnons à la **figure 11** le schéma électrique des commutations qu'il peut réaliser ; comme nous le voyons, elles sont nombreuses et nul doute que chacun pourra puiser là, tout ou partie d'une idée ayant trait à ce domaine.

Nous donnons par ailleurs un schéma d'installation concret représenté à la **figure 12**. Définissons d'emblée le cahier des charges. Soit à controler la pression d'aération

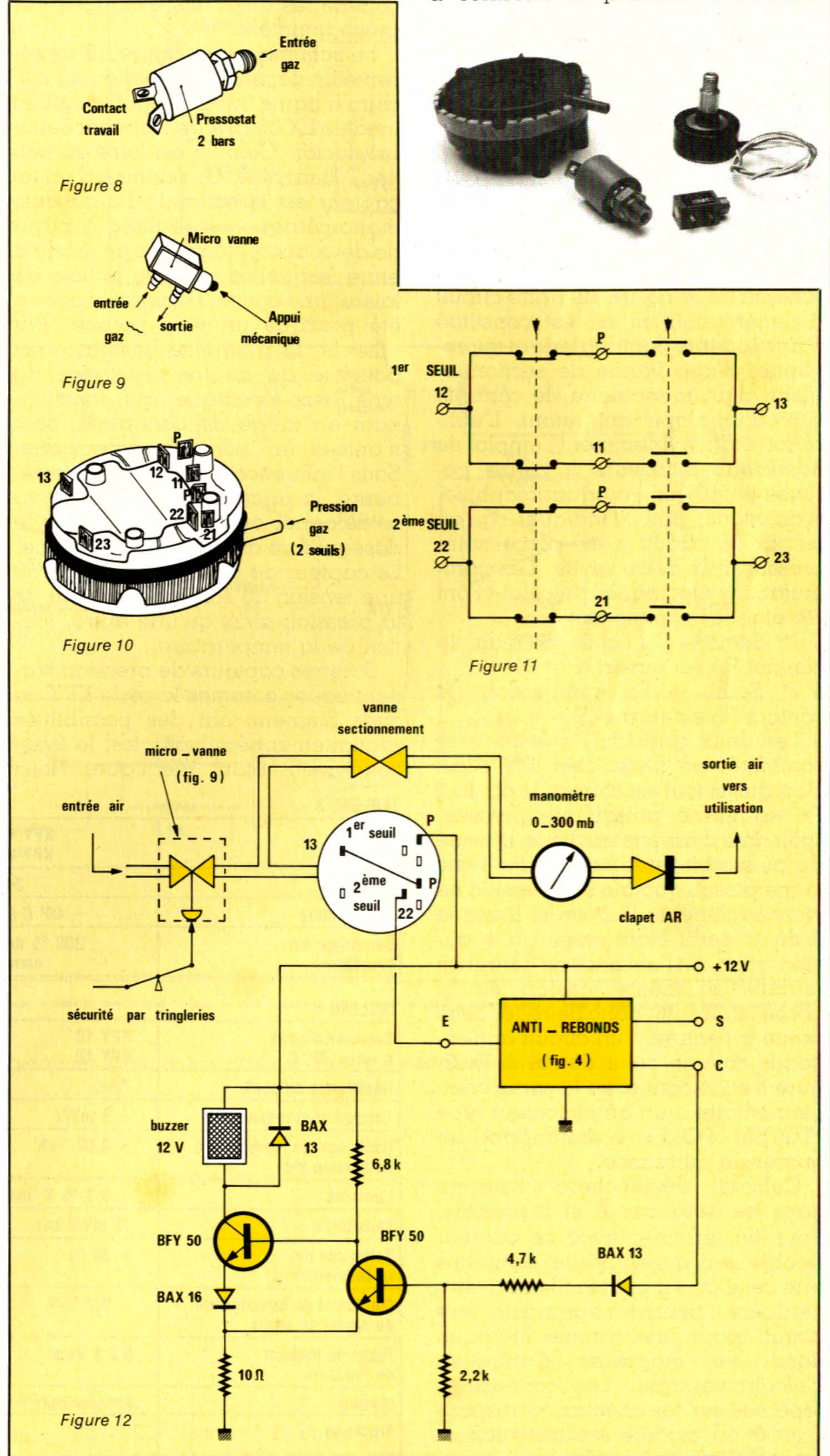


Figure 8
Figure 9
Figure 10
Figure 11
Figure 12

d'un aquarium marin de grande capacité. Deux cas de manque d'air aux diffuseurs peuvent se présenter :

A

1) Compresseur hors service ou microvanne sécurité déclenchée.

2) Fuites au circuit aval ou diffuseurs déconnectés.

Dans le premier cas, cette indigence d'air va se manifester par une pression chutant à zéro.

B

1) Compresseur en surpression

2) Circuit aval bouché ou diffuseur colmaté

Dans ce second cas, ce surplus d'air va au contraire se manifester par une pression maximum.

Pour correspondre à ce cahier des charges, analysons maintenant le schéma de la **figure 12.** Notre circuit d'alimentation en air est constitué d'une sécurité par tringlerie et microvanne, d'une vanne de sectionnement, d'un manometre de contrôle suivi d'un clapet anti-retour. L'utilisation étant évidemment l'emploi de nombreux diffuseurs à pierre poreuse employés en aquariolophilie. N'omettons pas d'indiquer qu'en amont du circuit a été placé notre pressostat à deux seuils. Les commutations électriques de celui-ci ont été établies comme suit :

- 1er Seuil → En l'absence d'air, le contact P_{13} est ouvert (P = 0)
- 2e Seuil → En surpression, le contact P_{22} est fermé (P = max)
- Les deux contacts P_{13} et P_{12} sont connectés en série. Dés lors il est clair que si tout est correct, le contact P_{13} est fermé puisqu'une pression suffisante d'air enclenche le 1er seuil du pressostat, et le contact P_{22} reste fermé puisqu'aucune suppression ne vient enclencher le 2e seuil. L'entrée P du 1er seuil étant reliée au + alimentation, en l'absence de défaut on retrouve la même tension sur la borne 22. Il suffit donc de relier cette borne à l'entrée d'un circuit anti-rebonds comme celui donné à la **figure 4** et de connecter la sortie complémentaire à un amplificateur type «TOTEM POLE» commandant un buzzer de puissance.

Celui-ci déclenchera l'alarme dans les deux cas A et B précités. Pour en terminer avec ce capteur double seuil à membrane, signalons que celui-ci, s'il peut facilement être récupéré, pourra néanmoins être acquis pour une somme modique dans les magasins d'entretien d'électroménager. Les connexions repérées sur les chémas correspondant à un modèle standard largement diffusé en France.

Capteurs électroniques

Ils peuvent être de deux sortes. Soit pour la mesure de la pression absolue, soit pour celle de la pression différentielle. Nous entrons donc là dans le domaine spécifique de la mesure et non du tout ou rien comme les différents montages vus précédemment.

Le schéma de la **figure 13** représente un capteur de pression au silicium à haute intégration. Il s'agit du modèle LX 0503 A de National Semiconductor. Celui-ci est livré en boitier T08 modifié. Le principe d'un tel capteur est le suivant : La capsule manométrique est réalisée à partir de deux microplaquettes de silicium entre lesquelles on a eu le soin de laisser une cavité. Dans cet espace a été pratiqué un vide poussé. Par ailleurs, la plaquette détectrice est pourvue de quatre résistance du type Piezo-électrique, qui, fonctionnant en jauge de contrainte, sont montées en pont de wheastone. Sous l'influence d'une pression extérieure, la membrane supérieure va se déformer entrainant de ce fait le déséquilibre du pont de wheastone. Le capteur de chez National fournit une tension de sortie dépendant de la pression ainsi qu'une autre, fontion de la température.

D'autres capteurs de pression monolithiques commes la série KPY de chez Siemens ont des possibilités pratiquement équivalentes, le fonctionnement étant identique. Nous donnons dans les tableaux ci-dessous, quelques caractéristiques techniques de ces différents capteurs.

Le lecteur trouvera à la **figure 14** le schéma de représentation de ces différents capteurs de pression ainsi que le schéma de principe d'un convertisseur de type hybride à la **figure 15** . Ceux-ci contiennent comme les capteurs monolithiques une capsule manometrique en silicium et les résistances du pont d'équilibre ; outre le circuit de compensation de température ils sont pourvus d'un ensemble intégré complet destiné à l'amplification de

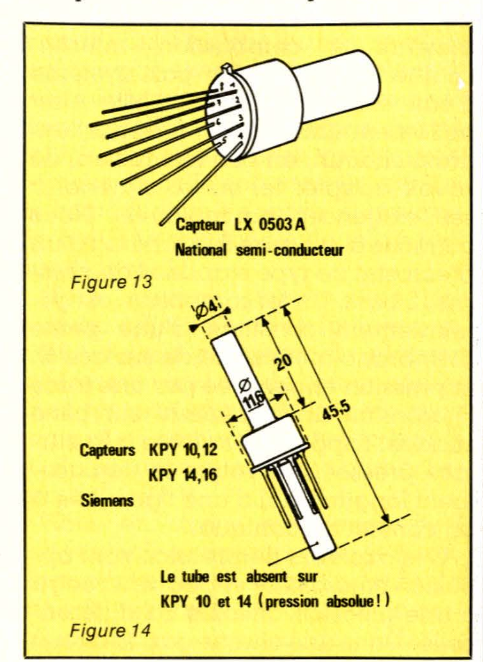


Figure 13

Figure 14

TABLEAU 3

Valeurs limites	KPY 10 (Pa) KPY 12 (Pd)	KPY 14 (Pa) KPY 16 (Pd)
Tension	24 V	24 V
Température	– 40° C à + 150° C	– 40° C à + 150° C
Surcharge de Pression	200 % de la valeur nominale	200 % de VN

TABLEAU 4

Caractéristiques à θA = 25° C	KPY 10 KPY 12	KPY 14 KPY 16
Résistance du pont	7 kΩ	7 kΩ
Tension zéro maximale	± 5 mV/V	ı 5 mV/V
Cœfficient de température de tension zéro	± 0,02 %/K	± 0,02 %/K
Linéarité	± 0,3 % V final	± 0,3 % Valeur finale
Sensibilité	13 mV/V bar	4 mV/V bar
Tolérance de la sensibilité	± 20 %	± 20 %
Cœfficient de température du signal de sortie	– 0,2 %/K	– 0,2 %/K
Plage de mesure de Pression	0 à 2 bars	0 à 10 bars
Mesure	Absolue/diff.tielle	Pa et Pd
Brochage	T08 → 3 et 7 = Ualim, 1 = m, 2 et 6 = sortie et T08 modifié	

mesure et à la régulation de tension. Leur calibration est assurée en usine par le constructeur.

La mise en œuvre de tels capteurs n'est pas des plus simple et avant d'obtenir en sortie une variation linéaire de la tension en fonction de la pression appliquée au capteur, il va nous falloir agir sur les différents circuits de calibration, d'amplification et de compensation de température. Nous donnons à la **figure 16** un schéma synoptique des différentes fonctions à réaliser. La tension de pont + U / – U en provenance du capteur et fonction de la pression appliquée est amplifiée par un amplificateur de différence constitué des deux ampli opérationnels A_1 et A_2. La tension U = f(t) provenant quant à elle de la sortie température

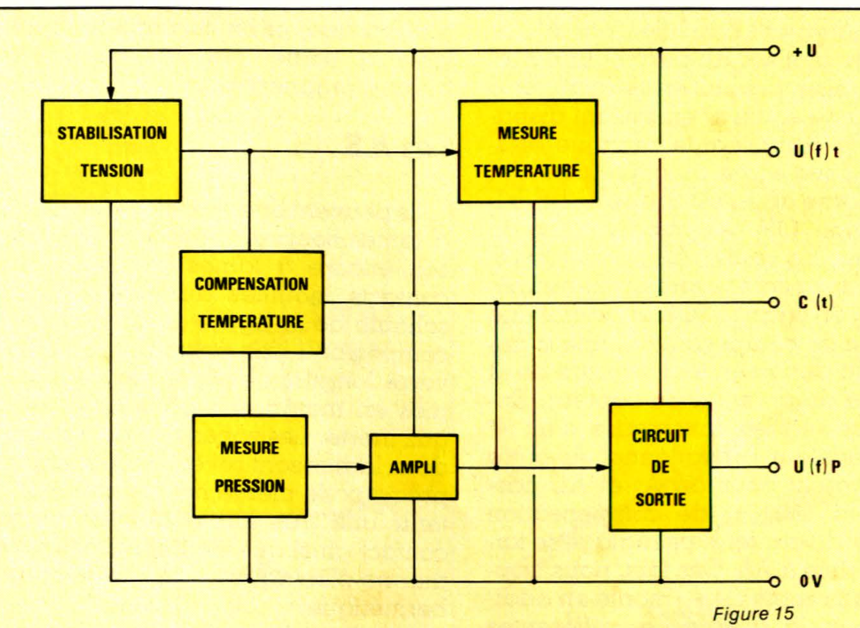


Figure 15

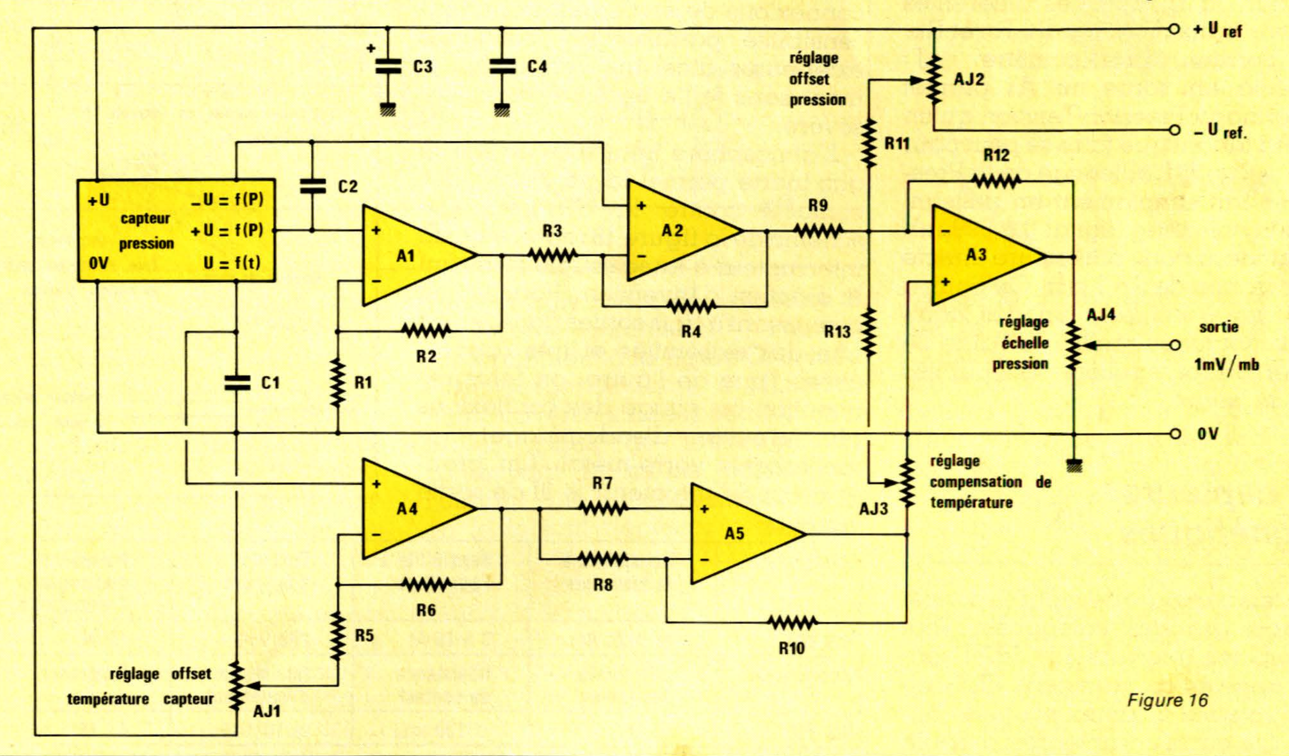


Figure 16

RADIO PLANS

Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom : ....

Prénom : ....

Rue : ....

N° : ....

Ville : ....

Complément d'adresse : ....

Code Postal : ....

Je joins à cette commande mon règlement par :

☐ Chéque bancaire ☐ C.C.P. (sans n° de compte) ☐ Eurochéque

est légèrement amplifiée par A_4. Le réglage d'offset AJ_1 permet une première mise au point en ré-ajustant le niveau de sortie et en faisant disparaître la composante continue existant à cette sortie du capteur.

En sortie de A_4 est connecté un autre ampli OP, A_5, monté en gain unitaire. En sortie, AJ_3 permet le réglage de la compensation de température, en égard à A_5 fournissant une tension de compensation apte à annuler la dérive en température de la tension de pression du capteur. Enfin, sur l'entrée inverseuse d'un 4e amplificateur opérationnel A_3 outre les signaux issus de A_2 et A_5, parvient la tension de compensation d'offset du capteur, ce réglage se faisant grâce à AJ_2. Dès lors, nous trouvons à la sortie de A_3 monté en additionneur, la somme des différentes tensions transmises par R_9, R_{11} et R_{13}. Un dernier potentiomètre AJ'_1 connecté en sortie de A_3 permet l'étalonnage Pression/Tension qu'on réglera autant que faire se peut pour 1 mb = 1 mV. L'affichage de la Pression se fait simplement en utilisant un petit voltmètre digital 0 à 999 mV qui donnera donc par lecture directe une pression de 0 à 1 bar. On pourra employer à cet effet un des nombreux montages réalisés à l'aide de 3161 et 3162 et régulièrement publiés dans la revue.

Les capteurs magnétiques

De tels capteurs peuvent se diviser en trois grandes catégories. Tout d'abord les interrupteurs REED encore appelés couramment «ILS» ou interrupteurs à lames souples, ensuite les capteurs intégrés à sortie tout ou rien, enfin les capteurs intégrés à sortie proportionnelle au champ magnétique.

Les ILS

Ils peuvent être de deux sortes, soit à lames souples avec contact secs, soit encore à lames souples avec contacts mouillés au mercure. Le schéma de la **figure 17** décrit un tel composant : une petite ampoule de verre longiforme renferme deux lames en matériau magnétique sous gaz inerte. Les zones de contact des deux lames sont revêtues de métaux précieux de même nature afin d'obtenir une très faible résistance de contact ainsi que de faibles couples thermo-électriques. Le scellement hermétique au niveau des connexions de sortie assure une insensibilité parfaite aux pollutions extérieures ainsi qu'un fonctionnement sans faille en environnement sévère.

L'atmosphère neutre créée par le gaz inerte permet la protection des contacts contre la corrosion. Le schéma de la **figure 18** représente un interrupteur à lame souple réalisant la fonction d'inversion. Pour un tel composant à trois sorties dont deux à une des extrémités et très rapprochées l'une de l'autre, on fera très attention au pliage des connexions afin d'éviter d'endommager les scellements verre-métal. On prendra soin de maintenir le fil de sortie aussi près que possible du verre par une pince à bec fin, puis d'opérer le pliage de l'autre côté de ce premier outil au moyen d'une pince à bec plat.

Nous donnons ci-dessous un tableau de quelques caractéristiques techniques concernant un modèle miniature standard 2,3 × 52 mm que l'on pourra facilement se procurer dans le commerce spécialisé.

Le principe de fonctionnement d'un tel composant est le suivant : Lorsque les deux lames souples d'un ILS sont placées dans un champ magnétique parallèle à l'axe du tube de verre, celles-ci prennent une aimantation, des pôles opposés se créant aux extrémités des contacts. Une force d'attaction tend donc a rapprocher les deux lames et à partir d'un certain moment, cette force croissant plus vite que la réaction due à la flexion, il y aura un point de

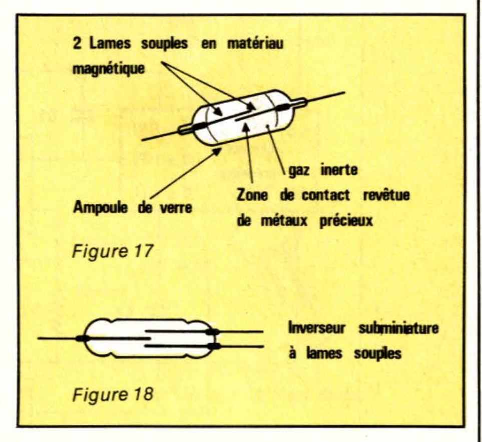
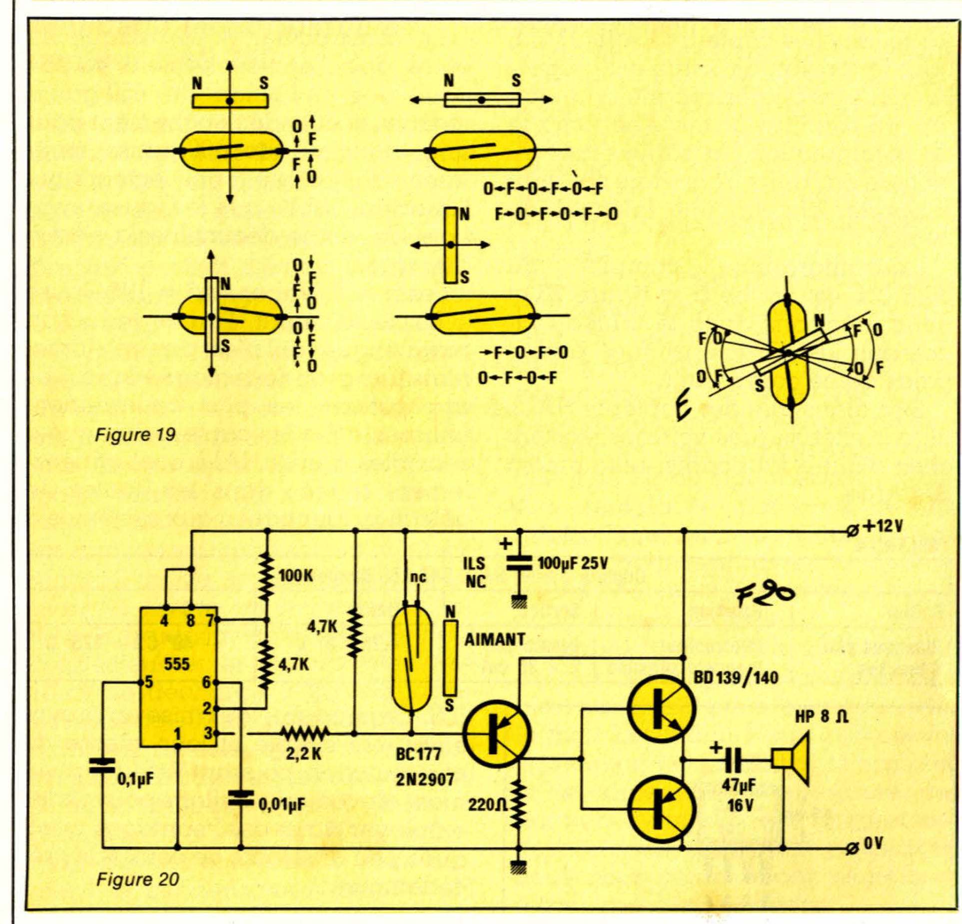


Figure 17

Figure 18

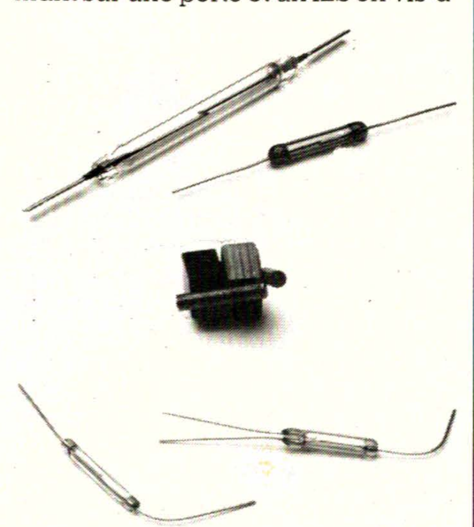
TABLEAU 5

Désignation	Sensibilité à la fermeture	Sensibilité à l'ouverture	Tension d'épreuve	Puissance maximale Commutable
ILS 100	14 à 21 At	7 à 16 At	200 Veff	10 W
Désignation	Résistance des lames	Résistance de contact	Résistance d'isolement	Espérance de vie
ILS 100	47 mΩ	≤ 100 mΩ	$\geq 10^{11}$ Ω	$4 \cdot 10^6$



aimants sont en opposition et la fermeture une seule fois aussi par tour lorsque les aimants sont en vis-à-vis.

Une application intéressante de ce qui vient d'être mentionné mérite d'être retenue. Celle de l'alarme. Qu'il s'agisse de protéger une porte ou une fenêtre, ou bien encore une armoire quelconque, il y a dans tous ces matériels une partie mobile et une autre immobile. Il suffira donc de fixer, par exemple, un petit aimant sur une porte et un ILS en vis-à-



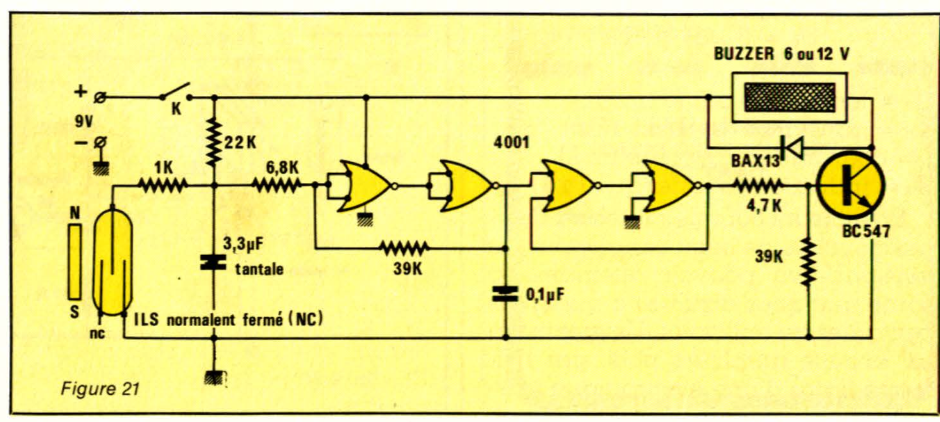
non retour créant un collage brusque des deux lames. A contrario, lors de la suppression du champs magnétique, nous aurons une réduction de la force d'applique d'une lame sur l'autre. Au moment où cette force deviendra inférieure à la réaction des lames, celles-ci commenceront à s'écarter puis brusquement aura lieu l'ouverture, la force diminuant plus vite que la réaction.

La commande de tels capteurs est généralement réalisée à l'aide de bobines magnétiques ou d'aimants. L'efficacité du champ magnétique est nulle s'il est perpendiculaire à l'axe et maximal dans le cas d'un champ parallèle.

A partir du moment où l'organe de commande peut prendre une position intermédiaire, l'efficacité est fonction du cosinus de l'angle formé par les lames et de champs.

Les différents schémas de la **figure 19** représentent plusieurs façons de commander ce composant grâce à un aimant. A la **figure A**, la translation est perpendiculaire à l'ILS, l'aimant étant lui, parallèle à l'ampoule, l'aimant ne produit qu'une seule zone de fermeture et de ce fait détermine simplement les limites de fonctionnement. Si par contre la translation est parallèle à l'ILS, l'aimant étant lui-même parallèle à l'ampoule, il peut y avoir successivement trois zones de fermeture **B**. Déplaçons maintenant l'aimant conformément à la **figure C**, celui-ci étant perpendiculaire à l'ILS, l'aimant traverse successivement deux seules zones de fermeture. En conservant la même position de l'aimant que précédemment, mais en le faisant déplacer cette fois-ci longitudinalement, le schéma de la **figure D** nous montre encore deux zones de fermeture. Enfin, par rotation d'aimant devant l'ILS, l'axe de rotation passant par les centres de l'aimant et de l'ILS et perpendiculaire à leurs axes, cette disposition donne deux zones de fermeture et deux zonez d'ouverture par tour, **E**. En plaçant le long de l'ILS un aimant de polarisation fixe, l'ouverture se produit une fois par tour lorsque les

vis sur le chambranle puis de réaliser le montage de la **figure 20**. Comme nous l'avons vu, l'aimant étant parallèle à l'ILS et en regard de celui-ci, porte fermée, le contact des deux lames souples est réalisé. Si maintenant la porte vient à être ouverte, inopinément ou non, l'aimant se trouve désolidarisé du capteur magnétique et les contacts de celui-ci s'ouvrent. A ce moment l'alarme retentit. Le fonctionnement du montage est fort simple. Le dispositif comprend un multivibrateur astable de fréquence audible, quelques 1000 Hz par exemple, dont la sortie attaque un amplificateur audio fréquence par l'intermédiaire d'un transistor de commutation. Celui-ci étant un PNP, il est évident que lorsque les contacts de l'ILS sont



fermés, donc aimant en regard, ce transistor ayant sa base directement reliée au pôle positif de l'alimentation est bloquée. Dès lors que l'ILS s'ouvre, le signal issu du 555 est transmis par son intermédiaire aux deux transistors de puissance de sortie, la charge étant constituée par un petit haut-parleur 8 Ω. Une alarme sonore se fait donc entendre. Le schéma donné à la **figure 21** est basé sur le même principe, mais cette fois nous avons utilisé principalement des portes CMOS.

Capteurs magnétiques à effet HALL

Le schéma d'un tel capteur est donné à la **figure 22.** Il s'agit d'un petit capteur plat référencé SAS 250 de chez Siemens. Les faibles dimensions de ce composant alliées à un brochage rectiligne au pas normalisé permettent une utilisation des plus simples. En premier lieu nous allons rapidement expliquer ce que représente l'effet HALL. Considérons une plaquette de faible épaisseur réalisée en matériau conducteur et possédant à chacun de ses quatre côtés une électrode de contact. Si nous faisons passer un courant continu entre deux côtés, il y a circulation d'électrons dans le matériau. Si maintenant nous la soumettons à un champ magnétique dont les lignes de champ sont perpendiculaires à la plaquette, le courant d'électrons vu précédemment est naturellement soumis à une force dite force de LORENTZ. Le trajet de celui-ci est donc dévié. Nous avons donc apparition d'une concentration d'électrons sur l'un des côtés de notre plaquette, au détriment de l'autre donc l'apparition d'une force électromotrice entre ces côtés. Cette tension est proportionnelle au champ magnétique et au courant traversant la plaquette, ainsi qu'inversement proportionnelle à l'épaisseur du matériau. Nous avons :

$$U_s = (K_H/d) \cdot I \cdot B_o$$

avec :

U_s = tension de sortie (mV)
K_H = constante de HALL (Cst)
I = courant de traversée (mA)
B_o = induction magnétique (mT)

En utilisant comme matériau de fines couches de semi-conducteur, la tension U_s va pouvoir atteindre en sortie quelques dizaines à quelques centaines de millivolts. Cette tension est ensuite amplifiée puis, par l'intermédiaire d'une électronique intégrée sur le substrat, soit recueillie en sortie, cas des capteurs à effet HALL dont la tension de sortie est proportionnelle au champ magnétique, soit encore soumise à une électronique de commutation, la sortie étant effectuée par deux transistors pouvant supporter chacun une intensité de 30 mA.

L'organigramme complet du SAS 250 est donné à la **figure 23** et nous précisons dans le tableau ci-dessous les caractéristiques principales de ce composant.

Signalons que des capteurs HALL de caractéristiques voisines existent chez d'autre fabricants, notamment Sprague.

Le constructeur nous indique en outre que l'enclenchement se fait pour une induction de 650 gauss maximum et le déclenchement pour une induction de 100 gauss minimum. Rappelons à nos lecteurs qui l'auraient oublié que le Gauss, symbole Gs, est le décimillitesla c'est à dire que :

1 Tesla = 1 Weber / m² = 10^4 Gauss

Le tesla étant l'unité induction magnétique, qui n'est pas une force, mais une grandeur magnétique. Les applications les plus couramment utilisées avec les capteurs magnéto sensibles à effet HALL sont généralement situées dans les limites de détection identiques aux systèmes à ILS. Cependant, leur mise en œuvre étant très simple et leur vitesse de commutation pouvant être relativement élevée, nous allons pouvoir les employer dans des montages quelques peu différents de ceux vus précédemment.

TABLEAU 6

Capteur à effet HALL SAS 250 Siemens				
Boitier	**Fonction**	**Sorties**	**Ualim** *	**θ° C**
Plastique plat 4 broches	**interrupteur magnéto sensible**	**dynamique 2 × 30 mA**	**4,75 à 27 V**	**– 40° C à + 125° C**

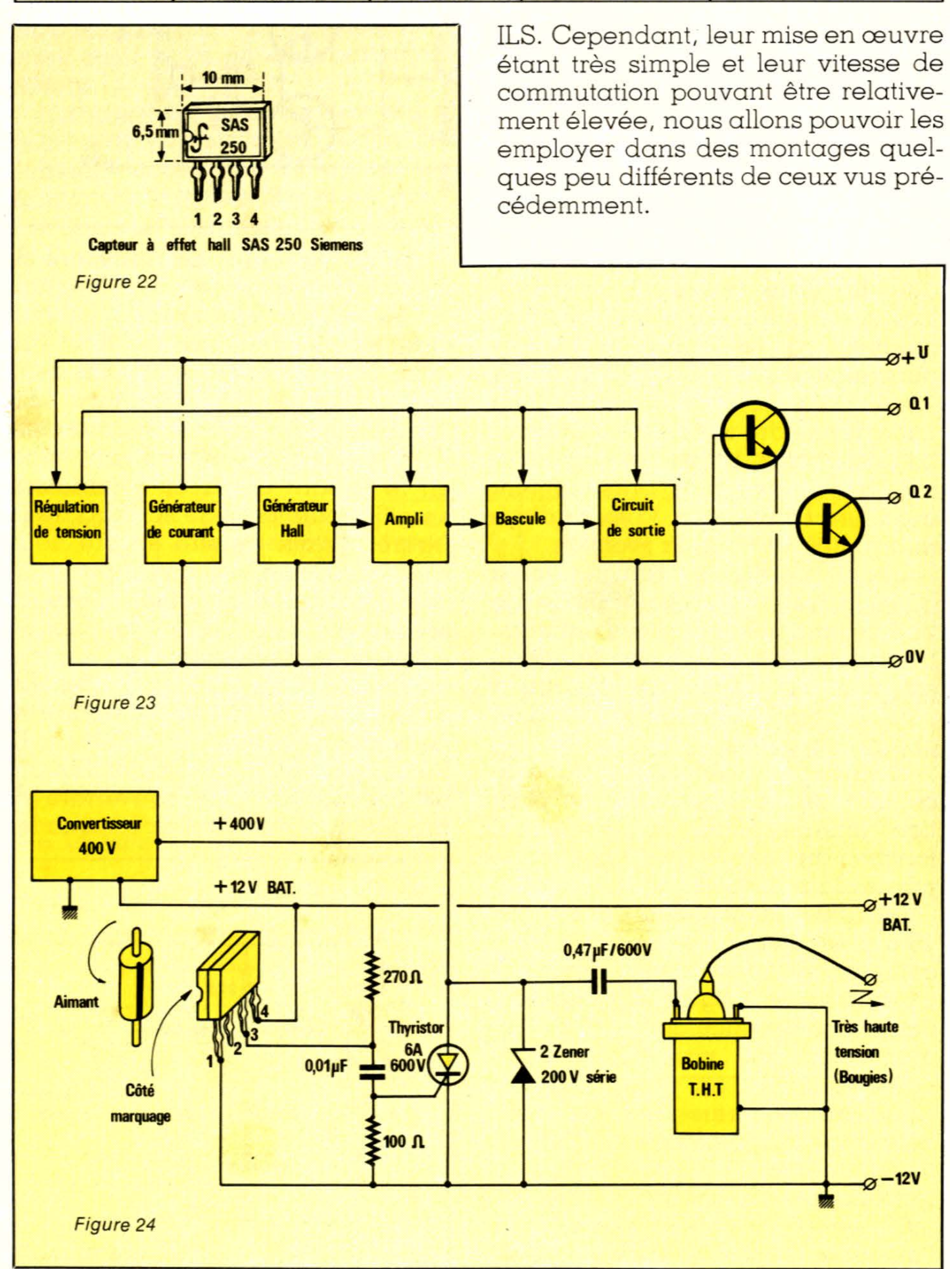


Figure 22

Figure 23

Figure 24

Allumage électronique à capteur SAS 250

Le schéma de cette réalisation est donné à la **figure 24**. Contrairement aux montages classiques qui utilisent le rupteur pour la commutation du thyristor de décharge, le système proposé permet d'éviter toutes pièces mécaniques et peut fonctionner à des régimes notablement plus élevés qu'avec l'emploi de vis platinées. Comme nous le voyons, il suffit d'employer un petit capteur plat magnétosensible à effet HALL allié à une électronique classique d'allumage électronique. A cet effet le capteur est placé devant une lame en rotation comportant un petit aimant. Il va de soi que lorsque l'aimant se trouve en regard du capteur, le transistor de celui-ci devient conducteur et le condensateur de 10 nF se décharge à travers la résistance de 100 Ω, puis dès que l'aimant en rotation quitte la surface sensible du capteur, le transistor de sortie se rebloque et le 10 nF se rechargeant à travers la 270 Ω, le thyristor devient conducteur. A ce moment le condensateur de 0,47 µF/600 V qui était chargé à 400 V se décharge brusquement dans le primaire de la bobine d'allumage, et nous avons l'étincelle de haute tension. Le montage est donc très simple et de fonctionnement sûr. Le montage est entièrement statique et il n'y a aucune pièce mécanique en mouvement. Il suffira de placer judicieusement un petit aimant à l'extrémité de l'arbre à came. La réalisation du convertisseur haute tension 400 V n'offre pas de difficultés particulières, le montage le plus simple paraissant être celui du transformateur monté en élévateur avec deux transistors de puissance oscillants au primaire. De nombreux schémas ont été donnés dans la revue, le lecteur pourra toujours s'y reporter. Pour en terminer avec cette réalisation, précisons que le thyristor doit être un modèle sensible de IG ≤ 10 mA.

Une autre réalisation à capteur plat réside en l'emploi d'un modèle SVB 566 de chez Siemens. Le montage a été optimisé par l'emploi d'un circuit intégré de type TAA 861 et l'ensemble complémentaire de sortie permet une commutation franche. La LED de signalisation pourra être remplaçée par une charge quelconque, relais ou autre, en rapport évidemment avec la tension d'alimentation et les caractéristiques du transistor de sortie.

Voir les **figures 25** et **26**. Le chapitre sur les capteurs magnétiques n'est pas clos et nous le poursuivrons le mois prochain. Nous aborderons également les capteurs de scelinite et les capteurs de température, ces derniers ayant déjà été longuement décrits dans un article précédent, nous nous contenterons seulement d'apporter des précisions.

(A suivre)

C. de MAURY

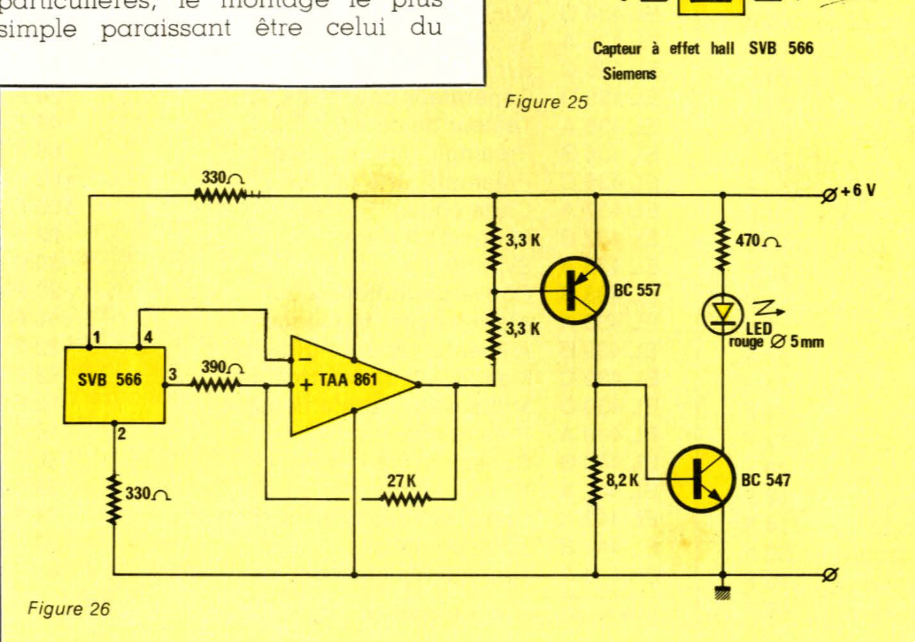


Figure 25

Figure 26

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

1) difficulté de reproduction,

2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.
Certaines références non indiquées ici sont encore disponible (nous consulter).

Circuit imprimé de ce numéro:

Références	Article	Prix* estimatif
EL 444 A	FA2: filtre + bruit rose	50 F

Circuits imprimés des numéros précédents:

Références	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	R.I.A.A. 2310	28 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	20 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	12 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff.	36 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424)	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F
EL 426 C	Platine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	18 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ.	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation	30 F
EL 427 D	Commut. bicourbe Ampli de synch.	16 F
EL 428 B	Carte Péritel	48 F
EL 428 D	Extension EPROM ZX81	18 F
EL 428 E	Ampli téléphonique	24 F
EL 429 A	Carte de transcodage	66 F
EL 429 B	Bargraph 16 LED	66 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 B	Synthétiseur RC	50 F
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	34 F
EL 430 D	HF 41 MHz	34 F
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80	42 F
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	20 F
EL 432 B	Centrale convertisseur	14 F
EL 432 C	Centrale shunt	8 F
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	26 F
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	36 F
EL 432 F	Milliohmmètre	40 F
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	28 F
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	38 F
EL 433 C	Synthé: alimentation	46 F
EL 433 D	Synthé: carte oscillateur	58 F
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	46 F
EL 434 B	Préampli (carte de commutation)	66 F
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité)	22 F
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	82 F
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR)	72 F
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	32 F
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	58 F
EL 435 A	Synthé gestion clavier	114 F
EL 435 C	Synthé interface D/A	38 F
EL 435 D	Générateur pour tests sono	24 F
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	48 F
EL 436 B	Préampli carte logique	68 F
EL 436 C	Préampli carte façade	102 F
EL 437 A	Carte codeur SECAM	100 F
EL 437 B	Mini-signal tracer	22 F
EL 438 A	Synchrodia	30 F
EL 438 B	Convertisseur élévateur	20 F
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	156 F
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	22 F
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	68 F
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	12 F
EL 440 A	Préamplificateur	30 F
EL 440 B	Booster symétriseur	50 F
EL 441 A	Noise gate	98 F
EL 442 A	Carte de transmission secteur	34 F
EL 442 B	Boîte de direct	26 F
EL 443 A	Transitoires couleur	14 F

** Frais de port : voir fiche de commande*

Le FA 2

filtre actif et bruit... rose !

temps : difficulté : dépense : $ $

Si en sonorisation professionnelle la multiamplification est connue depuis déjà fort longtemps, cette technique commence à faire très sérieusement son apparition en discothèque, sonorisation domestique et même parfois en HI-FI. Enceinte active, biampfification, répartition spectrale de l'énergie, voici quelques termes que nous nous prosons d'expliquer en compagnie d'un appareil original : le FA 2, filtre actif à circuit intégré. De nombreux appareils de ce type sont, notons-le, proposés dans le commerce. Ils sont souvent assez chers du fait d'une vocation au départ uniquement professionnelle. Cependant il est vrai que sur des appareils récents les fabricants ont ajoutés, chacun selon son imagination, des fonctions supplémentaires parfois coûteuses. Tout celà pour dire que nous aussi, à Radio Plans nous avons des idées et qu'en plus de sa fonction première de filtre actif, le FA 2 incorpore un générateur de bruit rose accessible avec le filtre ou indépendemment ; à notre connaissance c'est le premier appareil de ce type. Mais entrons dès maintenant dans le vif du sujet.

Mono ou multiamplification, actif ou passif, que choisir ?

Tout d'abord de quoi s'agit-il ? Disons qu'au départ il y a le fait suivant : Il n'existe actuellement aucun haut parleur capable à lui seul avec un bon rendement de reproduire de manière uniforme toute l'entendue du spectre audio, c'est-à-dire de 20 Hz à 20 kHz. Pour restituer correctement ce spectre, il faut au minimum faire appel à deux tranducteurs et dans ce cas ces derniers seront d'excellente qualité. Plus souvent on fait appel à trois ou même à quatre transducteurs. Bien évidemment, il est nécessaire de couper le spectre audio en plusieurs parties par des filtres afin de n'envoyer à chaque haut-parleur que la gamme de fréquences à laquelle il est destiné. L'ignorance de cette règle provoquerait soit une destruction pure et simple du tranducteur, soit des phénomènes gênants : déphasage ou perte énorme de rendement créant un trou sonore dans le message musical. A la **figure 1**, on indique les deux modes de filtrage possible, le premier, classique, est bien connu.

La sortie de l'ampli est reliée par un câble à une enceinte ; le filtrage ou la réparation des canaux , ici deux, est confié à deux filtres internes à l'enceinte, constitués de composants comme des condensateurs, bobines ou résistances. Ces composants n'apportant pas d'amplification, ils sont dits passifs et le filtrage est « passif ». C'est sans doute des enceintes de ce type que vous possédez. Notons à l'usage du concepteur que le calcul **optimal** d'un filtre passif surtout avec trois ou quatre voies est extrêmement tributaire des courbes des hauts parleurs utilisés, notamment en impédance, et que sans chambre sourde c'est du presque impossible.

Deuxième cas de figure : on va cette fois-ci effectuer la séparation en fréquence avant le ou les amplis avec un filtre électronique qui recevra la modulation des étages préamplificateurs situés en amont du filtre. Les niveaux à la sortie du filtre seront du même ordre de grandeur que ceux de sortie du préampli donc on travaille ici à faible niveau, avec en corollaire une nécessité : celle d'utiliser autant de canaux d'amplification qu'il y a de voies de filtrage ; dans notre exemple un amplificateur pour les graves et un autre pour les aigus. Le filtre électronique comportera dans la majorité des cas (ce n'est après tout pas obligatoire) des composants d'amplification, transistors ou CI, c'est-à-dire des composants actifs. Le filtre est alors dit actif. Enfin, signalons que rien oblige à installer l'amplification et le filtre à l'intérieur de l'enceinte, il est parfaitement possible de les installer à grande distance bien que l'utilisation d'un filtrage actif donne

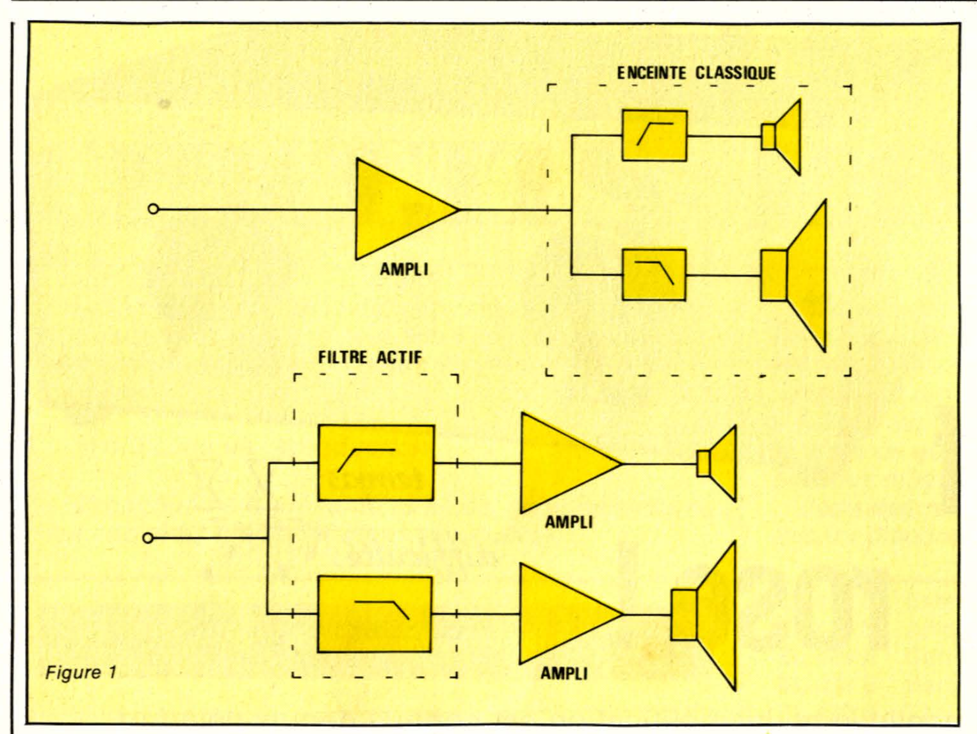


Figure 1

tout son sens à l'avantage de liaisons courtes ampli-enceinte, nous allons voir pourquoi. Donc, énumérons les avantages du filtrage actif en commençant par les principaux puis nous en verrons les inconvénients :

— Tout d'abord, il est beaucoup plus facile d'utiliser des haut-parleurs de rendements différents dans un système actif que dans un système passif. Le filtre actif est souple, il suffit d'augmenter le niveau de sortie de la voie dont on désire remonter la bande de fréquence ou de diminuer si l'on veut le contraire. Avec le système passif on ne peut guère que diminuer le niveau médium-aigu par un système à résistances ou potentiomètre bobinés et si le haut-parleur de basses a un meilleur rendement que la section médium aigu, il n'y a pas de bonne solution. L'insertion de résistances en série dans le boomer est mauvaise par diminution du facteur d'amortissement, voyons de quoi il s'agit.

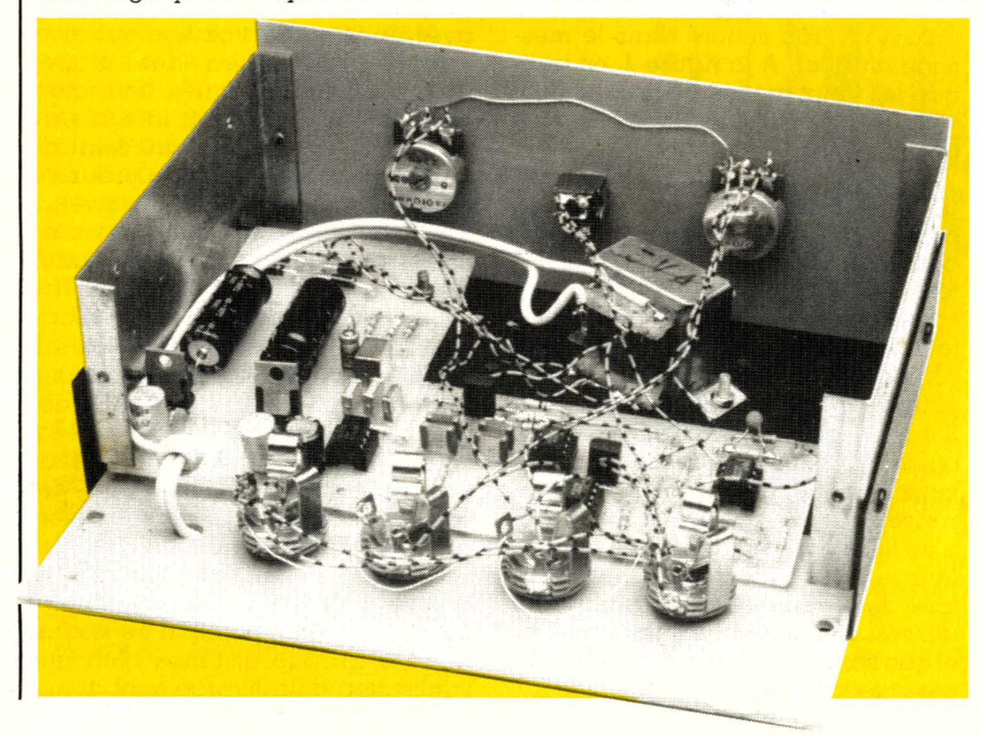
Le facteur d'amortissement est le rapport entre impédance du haut-parleur pour une fréquence donnée et impédance de sortie de l'amplificateur en série s'il y a lieu avec d'éventuels composants appartenant à un filtre passif. En général l'impédance de sortie de l'amplificateur est très, très faible, quelques dixièmes voire centièmes d'ohms.(A ne surtout pas confondre avec l'impédance, sous-entendu des enceintes, conseillée pour l'ampli, pour des raisons d'échauffement en fait.) C'est l'impédance du générateur de Thévenin que nous décrivons et c'est le filtre passif qui en représente la majeure partie. Or, plus le facteur d'amortissement est grand, meilleur est le son dans les graves particulièrement. Supprimer le filtre passif est donc une solution radicale et comme il faut un filtrage il ne reste que le filtre actif.. Nous disons qu'il faut un facteur d'amortissement le plus grand possible. Si nous envoyons une impulsion dans un haut-parleur, ce dernier se comporte comme un récepteur pendant l'impulsion mais, après l'impulsion, revenant à sa position d'équilibre, comme un générateur débitant sur l'ampli. Cette tension parasite doit être court-circuitée, car elle n'est pas négligeable dans les basses à cause des forts débattements de la bobine mobile et engendrera des phénomènes gênants, rainage, etc.

Donc forte amélioration du côté des graves.

— Enfin, troisième avantage très important, l'élimination du phénomène d'intermodulation, surtout à forte puissance où celà est particulièrement sensible avec une modulation à grande dynamique (orchestre en direct par exemple).

L'alimentation d'un amplificateur n'est pas capable d'encaisser n'importe quoi sans parfois chuter. C'est le cas particulièrement lors de la transmission de signaux de forte énergie dans le registre grave ; dans ce cas, les condensateurs de filtrage de l'ampli voient leur tension moyenne baisser. Si au même moment on envoie du médium-aigu d'amplitude importante on risque une modulation des crêtes très grandes sur le médium-aigu. En séparant les deux registres graves et aigus et en leur adjoignant à chacun un amplificateur distinct le problème est résolu.

— D'autres avantages peut-être moins importants au niveau « amélioration de la qualité », mais sensibles tout de même s'ajoutent aux précédents. Elimination des problèmes liés à la stabilité par suppression des selfs et condensateurs présents dans les filtres passifs. Amélioration du rendement, pas de pertes dans les filtres passifs qui consomment de la puissance active. Enfin, une très grande utilité pour le concepteur d'enceintes, ce dernier n'ayant plus à calculer des filtres



passifs avec l'obligation de tenir compte des courbes d'impédance en fonction de la fréquence avec les problèmes d'adaptation que cela suppose. C'est dans cette optique de mise au point d'enceintes que nous avons d'ailleurs incorporé un générateur de bruit rose au FA 2.

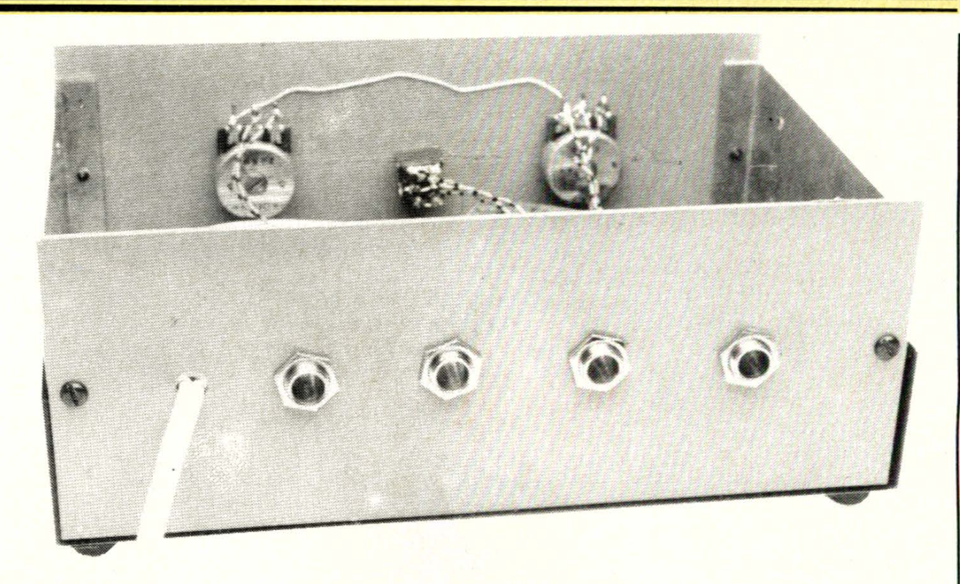
Avant de passer à la description voyons les inconvénients du filtrage actif qui se résume à deux points : la complexité et l'augmentation du prix. En fait, en filtrage passif on a un seul amplificateur (nous parlons en mono) avec une seule liaison préampli-ampli et ampli-enceinte. En multiamplification, c'est-à-dire avec filtre actif, il y a bien sûr autant de liaisons et surtout d'amplificateurs que de voies, ce qui augmente sensiblement le budget consacré à l'amplification. Nous pensons, c'est un avis personnel, que les principaux avantages du filtrage actif sont obtenus en séparant le spectre audio en deux voies, d'un côté les graves et l'autre le reste ! Cette séparation en deux voies n'aboutit pas à un résultat trop coûteux et apporte réellement une amélioration certaine. Quant au filtrage actif à 3, 4 ou même 5 voies ce qui implique autant d'amplificateurs, la complexité et le prix qui en résultent sont trop importants vis-à-vis de l'amélioration réelle par rapport à deux voies actives. En ce domaine, le mieux est l'ennemi du bien, deux voies actives oui, plus c'est inutile. Notons que cela n'interdit pas un filtrage passif entre mediums et aigus par exemple, bien au contraire, à ce niveau le filtre passif est plus simple à réaliser. On aboutit à une enceinte trois voies avec un filtrage actif (par le FA 2 par exemple) entre basses et médiums aigus, deux amplificateurs, et filtrage passif entre HP de médium et HP d'aigus une solution composite très performante.

Mais passons maintenant à la description du FA 2 en séparant la partie filtrage de la partie générateur de bruit.

La partie filtrage

Le FA 2 est d'abord un filtre actif 2 voies, il est monophonique, il faudra donc en construire deux pour une utilisation en stéréo. Il s'agissait pour nous, de proposer un appareil compact donc n'ayant pas trop de prises, ni de réglages.

Nous nous sommes posé également la question de savoir si le choix de la fréquence de coupure devait être possible de l'extérieur. Compte tenu de la complexité que cela aurait entraîné et des risques de fausse manœuvre à l'utilisation, nous avons préféré que la fréquence de coupure soit fixée par vous au moment de la construction, quitte à monter les éléments déterminant cette fréquence sur des picots pour un changement rapide. Bien entendu, nous vous fournissons les calculs nécessaires et même une petite table si vous désirez faire plusieurs essais.



Nous ne nous étendrons pas outre mesure sur la structure de filtre passe-haut, c'est-à-dire destiné à la section médium-aigu. L'expérience prouve qu'une pente assez raide est nécessaire afin d'éliminer rapidement les composantes basse fréquence dangereuses pour la vie des transducteurs affectés à cette partie du spectre. Cependant, une pente trop importante a pour conséquence des problèmes de déphasage, donc il faut savoir se limiter. Un compromis à − 18 dB/octave donne les meilleurs résultats, il s'agit donc d'un filtre du 3e ordre représenté **figure 2.** La structure adoptée est dite de RAUCH ou à contre-réaction totale. L'élément actif retenu est un simple AOP, il en existe d'excellents pour l'audio et c'est de loin la solution la plus simple. La structure visiblement inverseuse provoque un gain négatif dans la bande passante de filtre, c'est important à savoir pour la suite. De même, les quatres condensateurs C sont de même valeur et ce sont eux dont la valeur changera la fréquence de coupure donc si vous voulez vous pouvez les monter sur picots.

Un article ayant été consacré à la simulation des fonctions de transfert sur ORIC, nous vous donnons celle de ce filtre pour mémoire.

$$H(p) = \frac{-R_1 R_2 R_3 C^3 p^3}{1 + 2(R_1 C + 3R_2 C)p + (R_2 R_3 C^2 + 5R_1 R_2 C^2)p^2 + 2R_1 R_2 R_3 C^3 p^3}$$

Un point important concerne le choix de la courbe de réponse, c'est-à-dire la classe du filtre. Il en existe trois principales : Butterworth, Bessel ou Chebyshev. Rappelons que Bessel est parfois choisi pour son excellent diagramme de phase qui permet la transmission d'impulsions sans overshoot, Butterworth prévaut pour sa bande passante non atténuée plate, et Chebyshev pour la raideur de la pente. A notre sens, le meilleur choix se situe entre Bessel et Butterworth, nous avons pris ce dernier favorisant légèrement la réponse en fréquence aux dépens de la réponse en phase. Le calcul des éléments s'effectue de la façon suivante. On choisit le condensateur C et la fréquence de coupure désirée f_o et on écrit :

$R_o = 1/2\,\pi f_o\,C$ ce qui donne R_o,
puis on écrit $R_1 = R_o/K_1$, $R_2 = R_o/K_2$,

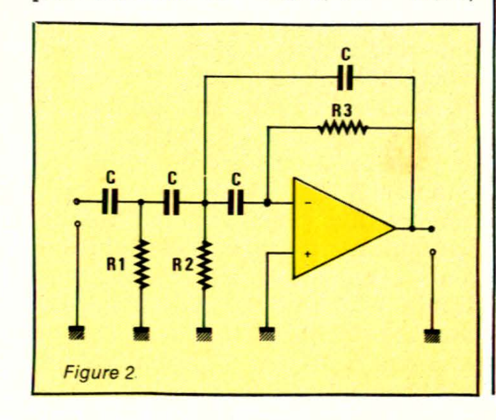


Figure 2

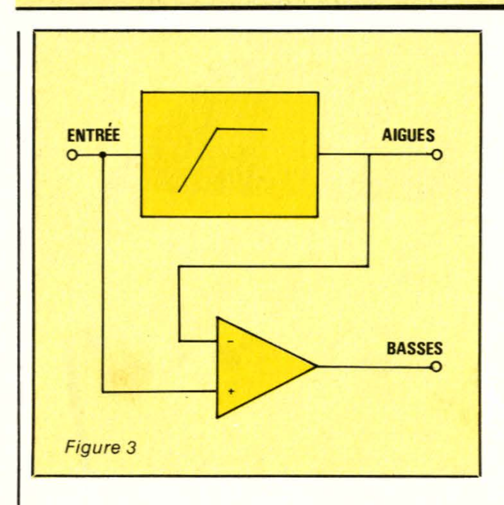


Figure 3

$R_3 = R_o/K_3$ où $K_1 = 2,37$; $K_2 = 2,59$; $K_3 = 0,32$ pour une réponse Butterworth.

A titre d'exemple pour $f_o =$ 1 000 Hz. Nous avons C = 10 nF.

$R_o \cong 16\ k\Omega$ d'où $R_1 \cong 6,8\ k\Omega$, $R_2 \cong 6,2\ k\Omega$, $R_3 \cong 50\ k\Omega$

Nous garderons donc ces valeurs de résistances normalisées pour R_1 et R_2, obtenues par deux résistances de 100 kΩ en parallèle pour R_3. Le tableau suivant permettra de choisir C en fonction de f_o.

f_o (Hz)	C (nF)
100	100
147	68
212	47
454	22
1 000	10
1 470	6,8
2 127	4,7
4 545	2,2
10 000	1

Nous avons pris les valeurs de C normalisées les plus courantes mais il en existe d'autres, à vous de faire votre choix.

Tout cela est bel et bien, mais il nous reste maintenant à concevoir le filtre passe-bas qui attaquera la section graves. A ce niveau, il n'est pas nécessaire d'avoir une pente très raide, 6 dB par octave suffisent dans la mesure où les médiums ne risquent pas d'endommager un boomer, celui-ci possédant par ailleurs sa coupure naturelle. C'est pourquoi nous avons choisi un schéma (voir **figure 3**) du type complémentaire et dont le principe est le suivant : si l'on soustrait à un signal global les fréquences hautes obtenues à l'aide d'un filtre passe-haut, il ne restera que les composantes à basse fréquence. Cependant, si la pente du filtre passe-haut est de 18 dB/octave, cela ne signifie nullement que celui du passe-bas ainsi obtenu sera identique. Pour l'aigu en fréquence p_N normalisée et pour Butter-worth.

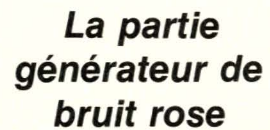
$$H_A(p_n) = \frac{p_n^3}{p_n^3 + 2\,p_n^2 + 2\,p_n + 1}$$

$$= p_n \quad \text{avec } p_n = \frac{j\omega}{\omega_o}$$

$$H_B\,(p_n) = 1 - H_A\,(p_n)$$

$$= \frac{2\,p^2 + 2\,p_n + 1}{p_n^3 + 2p_n^2 + 2p_n + 1}$$

Il est aisé de remarquer que les deux zéros du numérateur anihilent les deux pôles du dénominateur ; donc il ne reste qu'un seul pôle, le troisième, de validé ; d'où une atténuation à − 6 dB/octave. L'avantage de ce type de structure est que les deux filtres aigus et basses se recoupent parfaitement, la somme conduisant à la tension d'entrée. Le résultat en phase est excellent et il suffit de ne toucher qu'au filtre passe-haut pour changer la fréquence de transition f_o de l'ensemble. La courbe et donnée **figure 4.**



La partie générateur de bruit rose

Le FA 2 comprend un générateur de bruit rose particulièrement utile pour doser le volume des amplificateurs de graves et d'aigus en cas de différence de rendement entre ces deux sections de haut-parleurs. Une prise de sortie a été d'ailleurs prévue au stade du prototype final de façon à disposer de ce bruit rose pour d'autres usages, réglage d'un égaliseur par exemple. Ainsi, la mise au point et l'ajustement optimum des caractéristiques d'une installation électroaccoustique se trouvent grandement facilités.

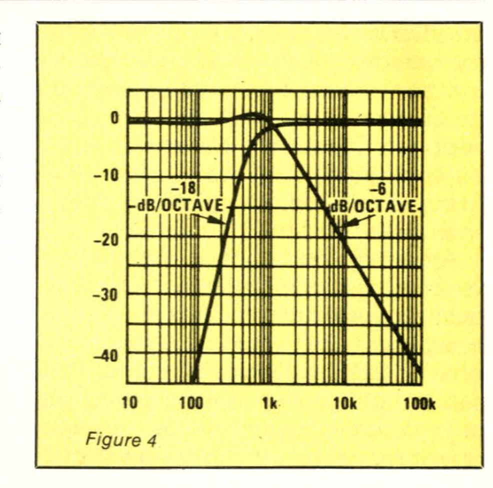


Figure 4



Mais d'abord qu'est-ce un bruit rose ? Commençons par l'origine, c'est-à-dire par le bruit blanc.

Il s'agit d'un mélange de toutes les fréquences avec une énergie constante par bande égale de fréquence. Ainsi, entre 500 et 1 000 Hz, nous aurons autant d'énergie qu'entre 8 000 et 8 500 Hz par exemple. Cela signifie qu'à chaque translation d'une octave, (doublement des fréquences) l'amplitude croît de 3 dB de façon progressive bien entendu. Le bruit rose, lui, s'obtient en filtrant le bruit blanc de façon à obtenir une réponse plate en am-

suite page 61

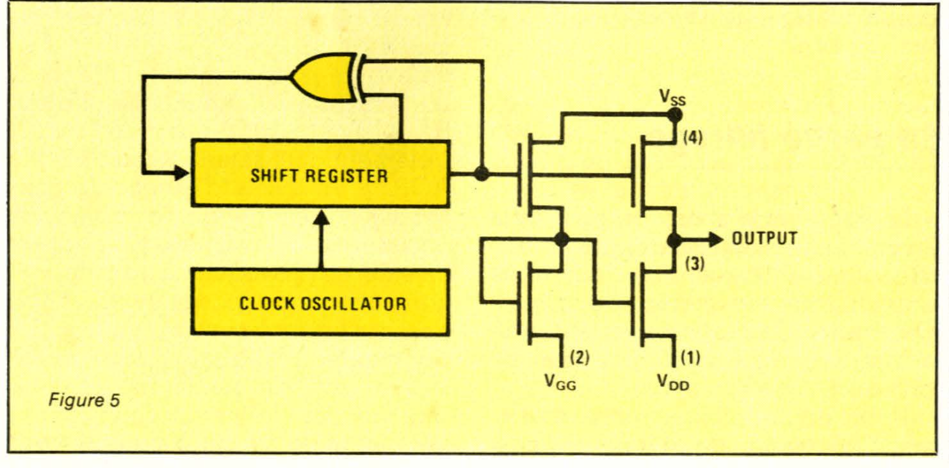
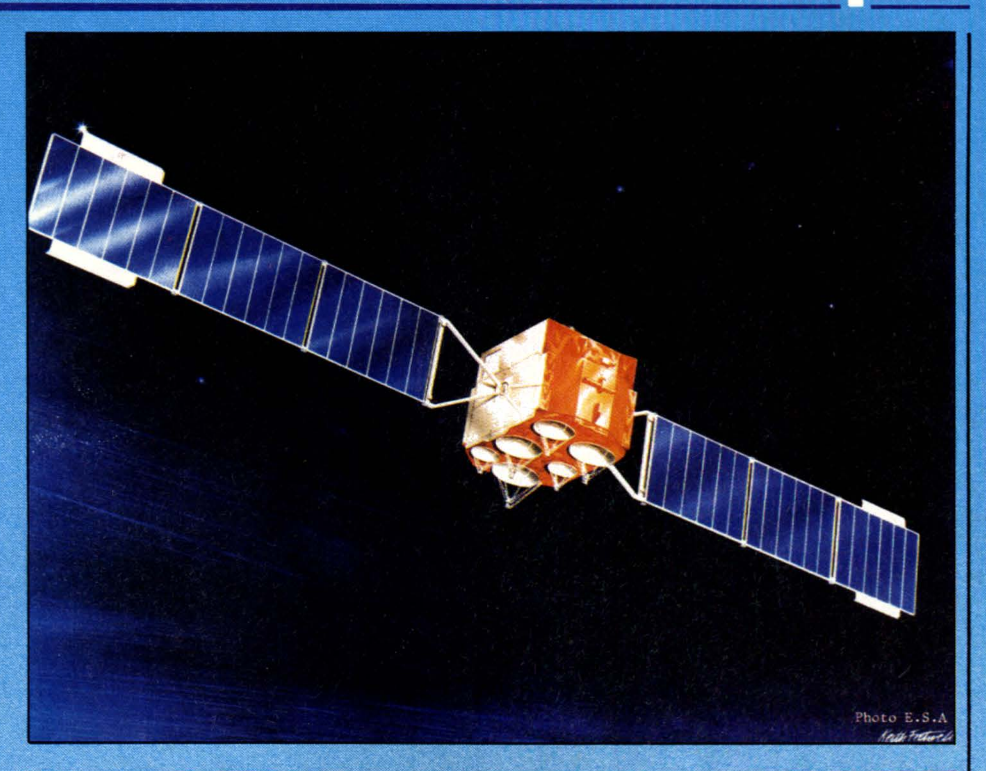


Figure 5


Photo E.S.A

DETERMINATION DE LA DIRECTION D'UN SATELLITE

Dans cette seconde partie nous verrons les coordonnées et les caractéristiques principales de satellites de télécommunications et de télévision positionnés entre 40,5° et 79° Ouest ainsi que celle correspondantes aux engins stationnés entre 1° et 13° Est.

En fonction de la position orbitale et du lieu de réception nous reproduisons une abaque servant à déterminer la direction azimutale et l'angle d'élévation du satellite pour un observateur placé à un endroit quelconque sur la terre.

Les satellites

Les coordonnées et les caractéristiques principales d'un satellite sont issues de plusieurs sources d'information, UIT, INTELSAT, ETELSAT, agence spatiale européenne, le centre national d'études spatiales (CNES), la direction générale des télécommunications (DGT-PPT), ARIANESPACE, etc. En fonction de ces multitudes sources, on note parfois des données relatives à un même satellite qui peuvent être différentes ; position orbitale, mission, date et lieu de lancement, PIRE.

Lorsque les précisions font défaut ou lorsqu'il y a contradiction entre ces sources, nous faisons appel à des éléments déterminants de choix critiquables : en fait, les différences de données sont généralement de faibles valeurs.

En ce qui concerne plus spécialement les positions orbitales des satellites, celles-ci peuvent se modifier dans le temps :

— naturellement sous l'effet combiné de la Lune et du Soleil qui apportent une dérive de quelques millièmes jusqu'à 1/100e de degré par jour suivant le satellite ;

— « artificiellement » : Modification de la position orbitale afin d'assurer une couverture différente avec l'accord des organisations de tutelle. (Ce fut le cas pour le Satellite Symphonie).

Notons que les désignations usuelles des satellites ne concordent pas forcément avec les identifications officielles. Cette liste mise à jour (août 1984) ne nous donne qu'un aperçu des satellites de Télécommunications et de Télévision Directe (TVDS), en service, en projet, en arrêt momentané, ou en projet qui sont « visibles » depuis un site proche de la longitude 0° (Méridien de Greenwich).

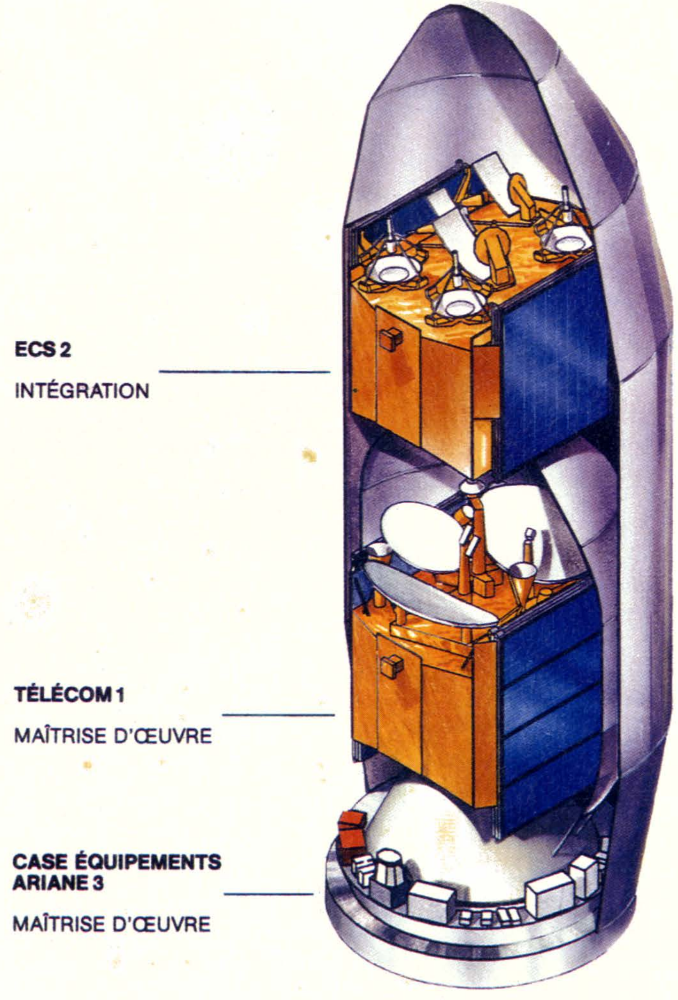
Observations

Dans la première partie de la liste des satellites de Télécommunications et de Télévision parue dans Radio Plans N° 443 du mois d'octobre englobant une fourchette allant de 0° à 41° Ouest nous remarquons une pléiade de satellites de l'organisation INTELSAT retransmettant de nombreux programmes TV nationaux comme ceux produits par l'Espagne, le Portugal, le Maroc, l'Argentine l'Arabie Séoudite, le Brésil, le Soudan, le Zaïre, etc. Sur cette liste nous pouvons ajouter le programme TV de l'AFRTS (Forces Américaines basées en Europe) retransmis par le satellite 4F8 devant être remplacé par le satellite 5F9 utilisant toujours la même position orbitale.

Par 7° Ouest on relève la présence du satellite français TÉLÉCOM 1A lancé aves succès le 4 août 1984 au moyen de la fusée Ariane 3 (VIO) flanquée de 2 PAP (Propulseurs d'appoint à poudre). TÉLÉCOM IA a pour mission de retransmettre les programmes de télévision français vers les Territoires d'Outre-Mer tout en arrosant l'Europe du Sud-Ouest la totalité de l'Afrique et une bonne moitié de l'Amérique du Sud. La PIRE sur ces zones étant comprise entre 19 et 34,5 dBW. TÉLÉCOM IB sera quant à lui lancé 6 mois après et occupera la position 10° Ouest. Le vol VIO d'Ariane a permis aussi de placer en orbite OTG (1) le satellite Européen ECS 2 qui deviendra après la phase de recette EUTELSAT IF2. Ce satellite sera d'abord

placé sur 10° Est puis sa position définitive sera par 7° Est. Un de ses répeteurs est déjà loué à la Norvège pour la retransmission d'un programme de TV norvégien. (Voir illustration MATRA.)

En revenant sur le segment Ouest et précisément sur la position 40,5° O, on note la présence des satellites américains TDRS (2) Est qui devaient arroser l'Europe de l'Ouest, avec une PIRE comprise entre 44 et 47 dBW, pour mi-84. TDRS avaient (ou auront) pour mission de diffuser un programme TV « Coca-Cola » « La Voix de l'Amérique » afin de faire contre-poids à la présence de l'URSS via GORIZONT 14 (14° O) qui diffuse « Programma I » avec une PIRE proche de 45 dBW ne nécessitant que des paraboles de l'ordre du mètre.



TV directe : Dans quelques mois

Quant aux satellites de télévision directe, notamment le TV SAT allemand, il devrait inaugurer ce nouveau moyen de transmission. Le lancement de ce satellite est prévu pour l'été 85 au moyen d'une fusée Ariane 2 (V17 ou 18). Il sera immédiatement suivi par TDF I (Vol 18 ou 19 prévu pour l'automne 85). Mentionnons que ces 2 vols sont des prévisions, mais c'est le premier satellite prêt qui partira.

Nous constatons si le calendrier est respécté que nous sommes à moins d'une année du coup d'envoi et qu'il faudra songer, à troquer nos rateaux contre des couvercles, pour recevoir un raz-de-marée d'images et s'apprêter à accueillir par le biais de cette étrange lucarne, Goethe ou Shakespeare...

Détermination de la direction d'un satellite

Pour le pointage de la parabole (précis) et le choix du site de l'installation, il est nécessaire de connaître les directions par lesquelles les signaux d'un ou des satellites nous arrivent.

Il existe au moins 2 solutions pour calculer ces directions (coordonnées), l'une étant par la lecture d'une abaque représentée ici et l'autre s'effectuant au moyen d'un ordinateur dont un programme ZX 81 de Sinclair a été largement exposé par Patrick Gueulle dans la revue « Electronique applications » parue en septembre 83.

Les angles de visée

Les signaux radio électriques émis depuis un satellite nous parviennent par deux axes différents : — Dans le plan horizontal : AZIMUT.

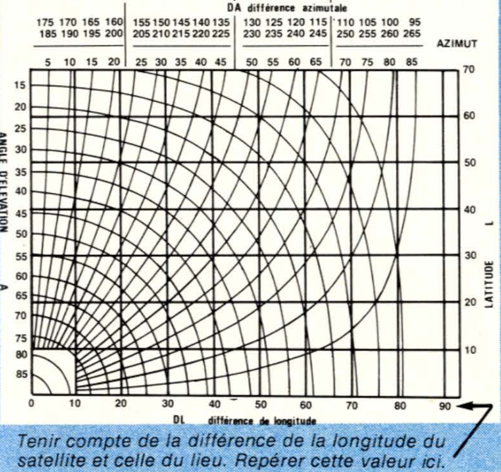
C'est la direction par laquelle les signaux nous parviennent d'Est en Ouest.

Le relevé s'effectuant par lecture de la boussole. Cette direction est comprise entre 90 et 180°.

— Dans le plan vertical : ELEVATION

C'est la direction par laquelle les signaux nous parviennent au-dessus, de l'horizon (plan théorique de l'horizon 0°), qui n'est pas nécessai-





Tenir compte de la différence de la longitude du satellite et celle du lieu. Repérer cette valeur ici.

rement l'horizon visuel) et le zenith qui se situe exactement à 90°, à la verticale du lieu.

Détermination des angles de visée

L'abaque que nous présentons est issu de l'Université d'Atlanta (E.U.), est valable pour la détermination universelle des angles de visée, en azimut (axe horizontal des abscisses) en élèvation (axe vertical des ordonnées). La direction précise d'un satellite correspond à l'intersection de ces deux plans.

Pour calculer ces 2 coordonnées, il faut obligatoirement connaître les longitudes du lieu de réception et du positionnement du satellite (voir liste des satellites, colonne localisation) ainsi que la latitude du lieu de réception. Les longitude et latitude au sol peuvent être relevés sur une carte de l'IGN (Institut Géographique National).

Mode d'exploitation

1er) Ajouter ou soustraire (éventuellement) la longitude du lieu de celle du satellite et repérer cette valeur comprise entre 0 et 90° au bas de l'abaque : DL : DIFFÉRENCE LONGITUDINALE.

2e) Repérer sur le côté droit de l'abaque la latitude du lieu. L : LATITUDE.

3e) A l'intersection des 2 courbes se trouve, A : ANGLE D'ÉLÈVATION et DA : DIFFÉRENCE AZIMUTALE.

Observation

A la lecture de cet abaque, on s'aperçoit qu'il est possible, pour un site par exemple situé par 45/46° de latitude Nord et 3/4° de longitude Est (centre de la France) de « regarder » théoriquement vers l'Est, un satellite qui serait positionné à environ 78° E et en direction de l'Ouest vers 72 ° O.

Nous portons à votre attention qu'il s'agit de visibilité théorique où il n'est pas tenu compte des éventuels obstacles proches du lieu de réception qui diminuraient le dégagement immédiat comme un massif montagneux.

De plus la visibilité n'est pas forcément synonyme de réception. Il faut tenir compte lorsque la valeur (3) de A est faible (quelques degrés au-dessus de l'horizon) des importants affaiblissements supplémentaires subits par les signaux en bande C et KU en traversant les différentes couches de l'atmosphère.

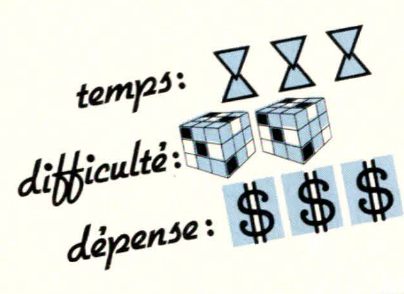
Enfin, malgré la visibilité théorique, et avec un A relativement important, il n'est pas toujours possible de capter des signaux qui ne nous sont pas à priori destinés. En effet les antennes d'émission des satellites sont directives et arrosent de ce fait des zones bien définies en accord avec la CAMR.

C'est pour (en partie ou toutes) ces raisons qu'il sera (pas) possible de capter, notamment le satellite américain SPACENET équipé de 12 répéteurs de TV positionné par 69° O, depuis une bonne moitié de l'Ouest de la France, ainsi que l'autre satellite américain TDRS qui lui est théoriquement visible depuis toute la France.

Serge NUEFFER

1.OTG : Orbite de Transfert Géostationnaire.
2.TDRS : Traking and Data Relay Sytem. Satellite de poursuite et de relais de données.
3. Environ 4 ou 5°.





générateur de mires

Une mire « à tout faire »

Le générateur de barres et le codeur PAL qui vous ont été présenté il y a déjà quelques temps étaient équipés d'un circuit générateur de synchronisation Siemens : le S178A.

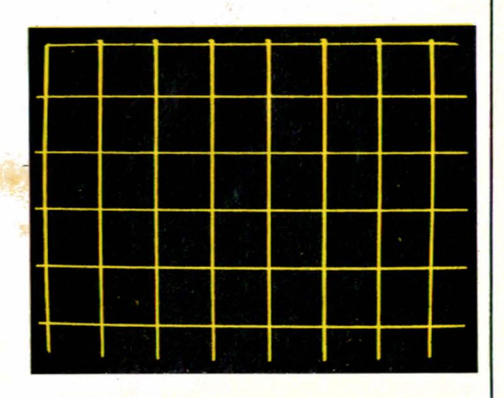
Ce circuit pose de nombreux problèmes à nos lecteurs, circuit difficilement disponible dont le prix peut varier entre 200 et 500 F et parfois dépasser, très rarement, 500 F. Cette situation est tout à fait anormale et les améliorations apportées par le constructeur ont engendré trois types : S 178, S 178 A et S 178 B, ce qui n'a rien arrangé.

Soulignons qu'il ne s'agit que de problèmes commerciaux et qu'il n'existe aucun problème purement technique avec ce circuit, même si l'on peut regretter que sa consommation soit élevée.

L'appareil que nous vous présentons aujourd'hui reprend les principes énoncés dans les deux articles cités précédemment. Cet appareil génère trois mires différentes : mire de barres à 100 %, mire de convergence et mire alternée : 50 % mire de barres, 50 % mire de convergence.

Pour la mire de convergence, deux commutateurs externes déterminent le nombre de barres horizontales et le nombre de barres verticales. Les signaux de sortie : R,V,B, synchro pourront être appliqués directement à un moniteur couleur ou si l'on préfère à un codeur PAL ou SECAM qui délivrera un signal vidéocomposite pouvant attaquer un modulateur UHF du type REMO 301 RTC ou ASTEC UM 1233.

Ayant éliminé le générateur de synchronisation S 178, nous nous sommes tournés vers un circuit plus récent : le SAA 1043 RTC. Celui-ci constituant le cœur du générateur, nous commencerons par sa description avant d'étudier le circuit de principe du générateur.



Description du générateur de signaux de synchronisation : SAA 1043

Le SAA 1043 génère tous les signaux de synchronisation susceptibles d'être employés dans les différents matériels délivrant un signal vidéo : caméra vidéo, jeux vidéo, micro-ordinateurs et générateurs de mires. Ce circuit est programmable pour huit standards différents :

SECAM 1, SECAM 2, PAL-CCIR, NTSC 1, NTSC 2, PAL-M et les standards couramment employés dans les jeux vidéo 624 et 524 lignes.

Le schéma synoptique du circuit intégré SAA 1043 est représenté à la **figure 1** et le brochage du circuit et

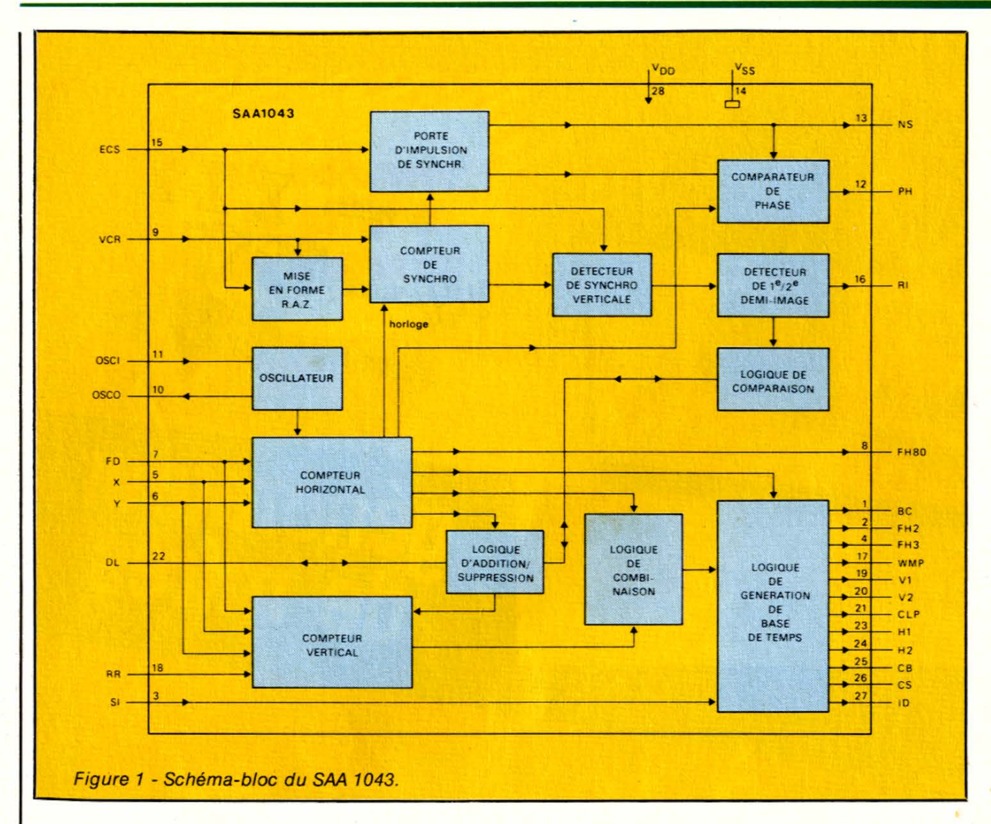


Figure 1 - Schéma-bloc du SAA 1043.

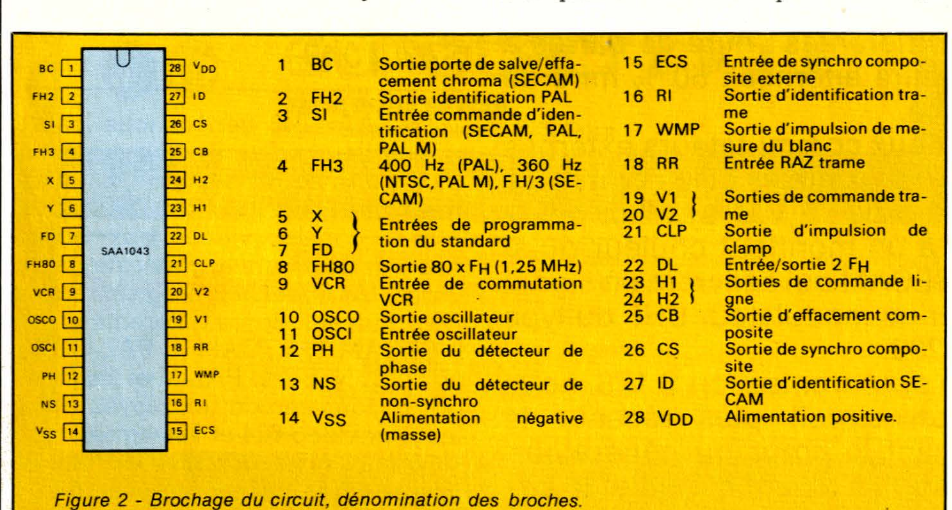
la dénomination des broches à la **figure 2.** Le SAA 1043 est fabriqué en technologie CMOS et doit être alimenté entre les broches 14 et 28 par une tension continue positive comprise entre 5,7 V et 7,5 V ; dans ces conditions le circuit ne consomme pas plus de 10 µA au repos.

Fonctionnement du SAA 1043

Le choix de fonctionnement sur un des huit standards proposés est fonction des niveaux appliqués sur les entrées X, Y et FD comme le montre les tableaux de la **figure 3.**

L'entrée FD sélectionne le nombre de lignes 625 ou 525 pour les six premiers standards et 624 et 524 pour les jeux vidéo. Le niveau appliqué à cette entrée détermine aussi le choix de la fréquence d'oscillation comme le montre le deuxième tableau de la **figure 3.** Le mode de fonctionnement le plus courant, en Europe, est 625 lignes ; l'entrée FD peut donc être câblée au zéro logique. Le premier tableau nous montre alors que les deux entrées X et Y aux broches 5 et 6 autorisent le choix d'un standard parmi 4 : SECAM 1, SECAM 2, PAL ou jeux vidéo 624 lignes. Nous reviendrons par la suite sur la différence entre les standards SECAM 1 et SECAM 2.

Le second tableau nous donne, si l'entrée FD est à zéro, la fréquence trame 50 Hz, la fréquence ligne 15625 Hz et la fréquence de l'oscillateur qui devra être adoptée : 5 MHz.



1	BC	Sortie porte de salve/effacement chroma (SECAM)	15	ECS	Entrée de synchro composite externe
2	FH2	Sortie identification PAL	16	RI	Sortie d'identification trame
3	SI	Entrée commande d'identification (SECAM, PAL, PAL M)	17	WMP	Sortie d'impulsion de mesure du blanc
4	FH3	400 Hz (PAL), 360 Hz (NTSC, PAL M), F H/3 (SECAM)	18	RR	Entrée RAZ trame
5, 6, 7	X, Y, FD	Entrées de programmation du standard	19, 20	V1, V2	Sorties de commande trame
			21	CLP	Sortie d'impulsion de clamp
8	FH80	Sortie 80 x F_H (1,25 MHz)	22	DL	Entrée/sortie 2 F_H
9	VCR	Entrée de commutation VCR	23, 24	H1, H2	Sorties de commande ligne
10	OSCO	Sortie oscillateur	25	CB	Sortie d'effacement composite
11	OSCI	Entrée oscillateur			
12	PH	Sortie du détecteur de phase	26	CS	Sortie de synchro composite
13	NS	Sortie du détecteur de non-synchro	27	ID	Sortie d'identification SECAM
14	VSS	Alimentation négative (masse)	28	VDD	Alimentation positive.

Figure 2 - Brochage du circuit, dénomination des broches.

L'oscillateur

Le SAA 1043 contient un circuit oscillateur qui doit être complété par quelques éléments externes fixant la fréquence d'oscillation. Comme le montre le schéma de la **figure 4,** il peut osciller grâce à un circuit LC externe, la fréquence d'oscillation se calcule simplement par la relation :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\,(C/2 + Cp)}}$$

où Cp représente la capacité parasite apportée par le circuit, évaluée à 5 pF.

Dans ce cas de nombreux transformateurs ou selfs TOKO peuvent convenir mais les deux types suivants sont en principe disponibles :

KANK 3333 R, L = 45 µH, constitué par 66 tours entre les bornes 1 et 3 ;

TKAN 32696 A, L = 23 µH, constitué par 48 tours entre les bornes 1 et 3.

La valeur de la self donnée correspond à la valeur maximale qui peut être diminuée en modifiant la position du noyau de ferrite. Les calculs devront donc être faits en prenant une valeur légèrement inférieure : 35 à 40 µH pour L = 45 µH maximale par exemple.

Nous trouvons en outre à la **figure 4,** le schéma du SAA 1043 fonctionnant avec un oscillateur à quartz, dans ce cas le quartz est un modèle à résonnance parallèle.

Troisième et dernier mode de fonctionnement de l'oscillateur : oscillateur LC, verouillé sur un signal de synchronisation externe, représenté au schéma de la **figure 5.**

Dans ce cas l'entrée de commutation VCR broche 9 du SAA 1043 est à l'état haut contrairement aux deux modes de fonctionnement précédents.

Un comparateur de phase interne reçoit le signal de synchronisation composite externe : entrée ECS à la broche 15 et les signaux de synchronisation ligne internes. Le signal de sortie du comparateur PH, broche 17 du SAA 1043, est filtré par un réseau RC extérieur avant de commander le VCO.

Le gain du VCO : K_o exprimé en Hz par volts, Hz/V, est bien sûr fonction des éléments déterminant la fréquence d'oscillation : selfs, condensateurs d'accord et diode varicap. Le gain du comparateur de phase : K_D est exprimé en V/Hz et vaut $V_{DD}/2$, V_{DD} représentant la tension d'alimentation du circuit, entre les broches 14 et 28.

Standard	FD broche 7	X broche 5	Y broche 6	Nombre de lignes
Secam 1	0	0	0	625
Secam 2	0	0	1	625
624 jeux vidéo micro	0	1	0	624
PAL/CCIR	0	1	1	625
NTSC 1	1	0	0	525
NTSC 2	1	0	1	525
524 jeux vidéo, micro	1	1	0	524
PAL-M	1	1	1	525

Figure 3 - Tableau de programmation des entrées X, Y, FD.

Standard	Fréquence de l'oscillateur MHz	FD broche 7	Fréquence trame Hz	Fréquence ligne Hz
PAL-SECAM 624	5 000	0	50	15 625
NTSC-PAL-M-524	5 034 964	1	59,94	15 734,26
PAL-SECAM 624	2.5	H2 broche 24	50	15 625
NTSC-PAL-M-524	2 501 748	H1 broche 23	59,94	15 734,26

Tableau de sélection de la fréquence de l'oscillateur.

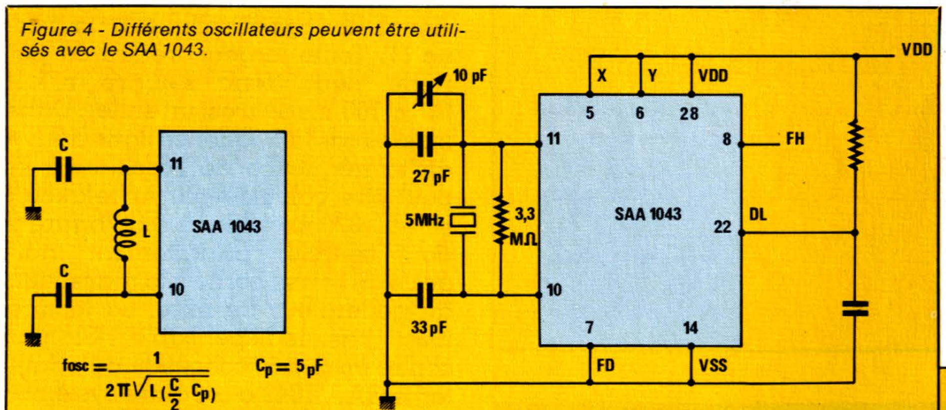


Figure 4 - Différents oscillateurs peuvent être utilisés avec le SAA 1043.

Les deux paramètres K_o et K_D sont nécessaires au calcul d'optimisation du filtre de boucle.

Chaque impulsion ligne génèrée dans le circuit, issue du compteur horizontal, ouvre une porte qui autorise le passage du signal de synchro composite externe ECS. A cet instant les deux signaux, ECS et synchro ligne interne sont appliqués au comparateur de phase qui délivre une information fonction de l'écart de phase entre ECS interne et synchro ligne interne. Grâce à cette porte interne, les impulsions de pré et post égalisation présentes dans le signal de synchronisation composite externe n'ont aucun effet sur le comparateur de phase. La fréquence de comparaison est donc la fréquence ligne 15 625 Hz et l'oscillateur se verrouille sur N × 15 625 Hz avec N = 320 donc 5,000 MHz. Le paramètre N devra lui aussi être pris en compte lors du calcul du filtre de boucle. Si l'on désire éviter le moindre calcul on aura recours à un transformateur TOKO KANK 3333 R et l'on pourra adopter les valeurs du schéma de la **figure 5.** La porte d'impulsion de synchronisation délivre en outre un signal de non-synchronisation NS disponible à la broche 13. Si le compteur de synchronisation n'est pas remis à zéro par le signal de synchronisation composite externe ECS, un signal de non-synchronisation apparaît 6,4 µS après l'instant pendant lequel devait paraître l'impulsion de remise à zéro.

Le SAA 1043 peut aussi recevoir des signaux d'horloge externes. Pour cela on place entre les broches 10 et 11 du circuit une résistance de forte valeur, les signaux d'horloge sont appliqués à la broche 11.

Nous avons choisi cette dernière solution, non pour des raisons techniques, mais simplement pour employer un quartz 10 MHz disponible chez la quasi totalité des fournisseurs, ce qui n'est pas forcément le cas pour un quartz 5 MHz.

Fonctionnement du circuit

Le circuit intégré SAA 1043 délivre les signaux de sortie grâce à deux compteurs, un compteur horizontal, un compteur vertical et les circuits

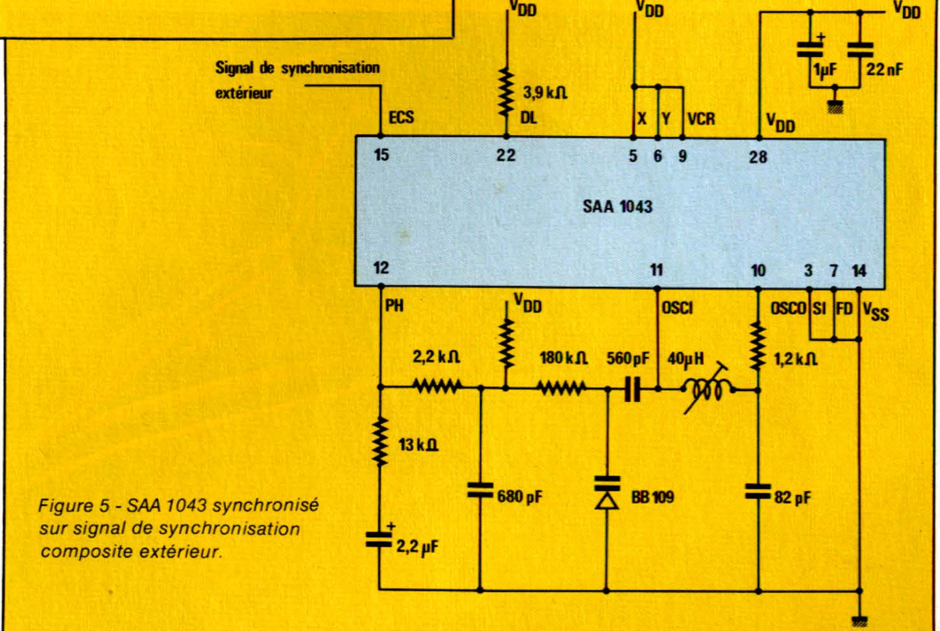
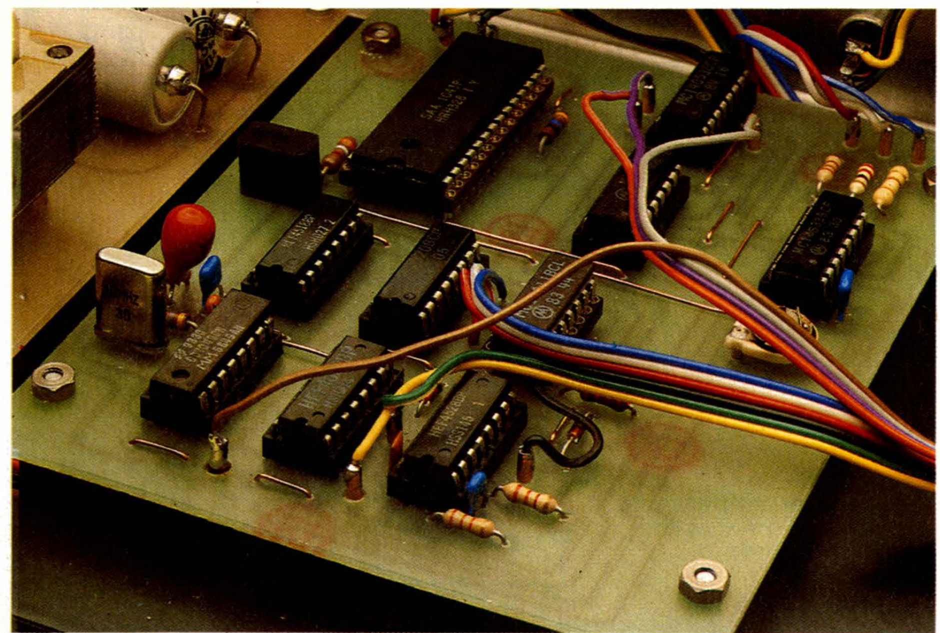


Figure 5 - SAA 1043 synchronisé sur signal de synchronisation composite extérieur.

départ moitié d'image
CS 1ère moitié d'image
CS 2nde
tWCB
CB 1ère 25H + tWCB
CB 2nde
H
CCIR/PAL
FH2 1ère 621 623 625 1 3 5 23 25
FH2 2nde 309 311 315 317 337
FH2 3ème 621 623 625 1 3
FH2 4ème 312 314
V1 10H
V2 71/2H
CCIR/PAL
BC 1ère moitié d'image 9H
BC 2nde
BC 3ème
BC 4ème
SECAM-1
BC 1ere
BC 2de
ID 1ère
ID 2nde

Figure 6 - Diagramme des temps en PAL et SECAM.



logiques d'addition/suppression, de combinaison et génération de base de temps.

Bien qu'il soit possible de faire fonctionner le circuit sur un nombre de lignes quelconque en agissant sur la logique d'addition/suppression grâce à l'entrée sortie DL broche 22, nous ne nous intéresserons qu'aux standards les plus utilisés et susceptibles de l'être par nos lecteurs : PAL, SECAM, et jeux vidéo 624 lignes.

En fonctionnement normal, oscillateur à quartz ou oscillateur LC, les broches 3, 9, 15 et 18 sont au zéro logique et une résistance de charge de 3,9 kΩ est connectée entre la sortie DL et le pôle positif d'alimentation. La programmation du standard s'effectue par les entrées X, Y et FD aux broches 5, 6 et 7.

Les **figures 6 et 7** donnent le diagramme des temps en PAL, SECAM, NTSC et PAL-M pour les signaux les plus complexes. Pour de plus amples détails, on aura recours au diagramme des temps de la **figure 8** et du tableau de la **figure 9.**

On remarque à la **figure 9** que tous les paramètres définissant les formes d'onde sont des multiples du signal horloge appliqué à la borne 11. Toute largeur, retard ou période peut donc s'écrire $n \times 1/f_{osc} \pm 100$ ms où n est un entier. Dans tous les cas la fréquence ligne dérive de la fréquence de l'oscillateur et peut être calculée par la relation : $f_H = f_{osc}/320$. Le tableau de la **figure 9** peut sembler parfaitement indigeste. Si l'on se borne à la réalisation du générateur de mire, sa lecture n'est pas indispensable. Si par contre on désire concevoir ou adapter le SAA 1043 à un autre système, codeur, décodeur, jeux vidéo, caméra, ou même mixage, on sera conduit à utiliser un ou plusieurs signaux issus du SAA 1043 et les données du tableau ne manqueront pas d'intérêt.

On trouve en outre dans ce tableau les différences entre les deux standards SECAM - 1 et 2 - et les deux standards NTSC - 1 et 2.

En SECAM 1, la durée d'effacement chroma est prolongée pendant les lignes 7 à 15 et 320 à 328. Pour les standards NTSC il s'agit aussi d'une différence portant sur la durée du signal d'effacement chroma, mais ici seule la durée d'effacement entre deux lignes consécutives est touchée.

On trouvera, dans le tableau, la valeur n qui correspond au nombre de périodes d'horloge employées

pour générer largeur, retard ou avance.

Remarques sur quelques signaux

Si l'emploi des signaux de synchronisation composites CS, ligne, H 100, H 2, trame V_1 ou V_2 ne pose aucun problèmes il n'en est pas de même pour certains autres comme BC, CLP, FH_2 qui méritent quelques commentaires supplémentaires.

BC : Le signal BC, délimite la position du burst d'identification en PAL et NTSC. En effet, on utilise le signal CB - ne pas confondre avec BC - pour inhiber le signal chroma pendant le temps de suppression ligne. Il faut ensuite grâce à ce signal d'enveloppe positionner la salve d'identification sur le palier arrière du signal de suppression et au niveau de suppression.

FH_2 : Le signal est rectangulaire à demi fréquence ligne, donc niveau haut à la ligne n et niveau bas à la ligne n−1. Il est utilisé, en PAL uniquement, pour inverser la phase de la sous-porteuse une ligne sur deux. En NTSC la phase est constante donc ce signal est inutile.

A ce stade remarquons que le circuit SAA 1043 apporte de grandes simplifications. Lors d'un précédent article consacré à un codeur PAL équipé du S178 générateur de synchronisation et TEA 1002 codeur PAL, il a été nécessaire de générer les signaux FH_2 et à partir de deux monostables pour BC et une bascule D pour FH_2, le S 178 ne délivrant pas directement ces informations.

Si l'on conçoit, avec le SAA 1043, un matériel quelconque délivrant les signaux R,V,B et synchro composite,

Figure 7 - Diagramme des temps en PAL-M et NTSC.

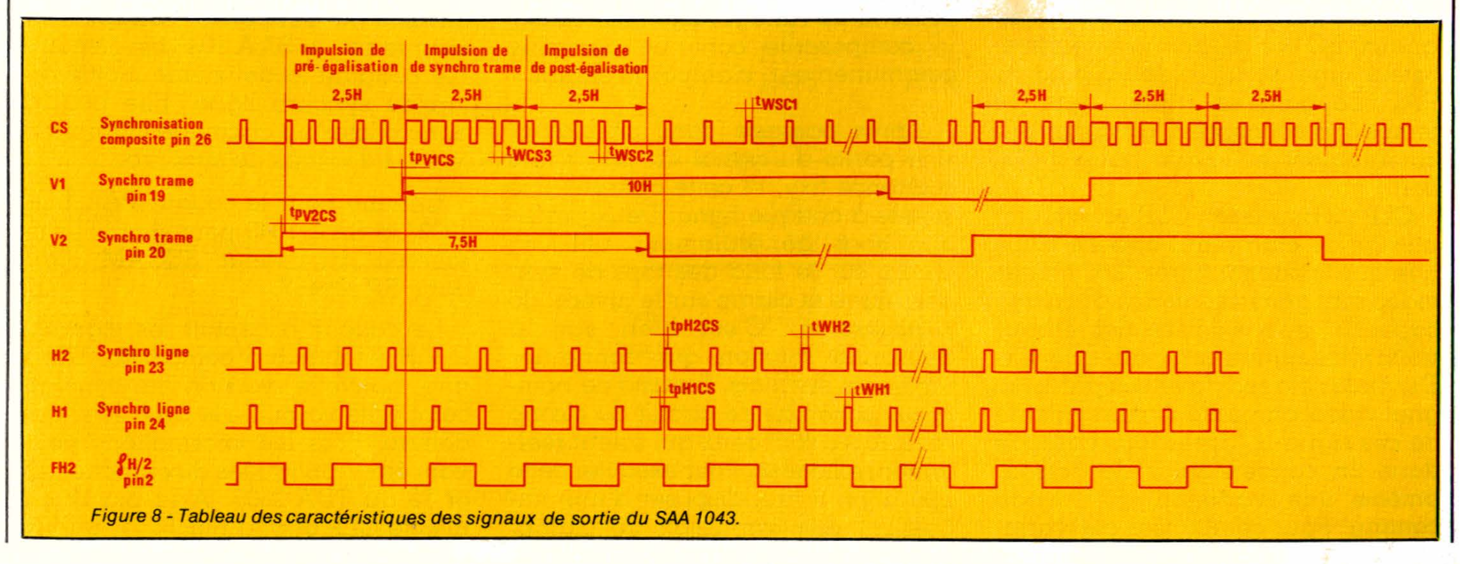


Figure 8 - Tableau des caractéristiques des signaux de sortie du SAA 1043.

Paramètre	Symbole	PAL	NTSC	PAL-M	SECAM	Unité	n
CS							
Signal de synchronisation composite							
Largeur de l'impulsion synchro ligne	t_{WSC1}	4,8	4,77	4,77	4,8	µs	24
Largeur des impulsions d'égalisation	t_{WSC2}	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	8
Largeur des impulsions de synchro trame	t_{WSC3}	4,8	4,77	4,77	4,8	µs	24
Durée des impulsions de pré-égalisation	—	2,5	3	3	2,5	H	
Durée des impulsions de post-égalisation	—	2,5	3	3	2,5	H	
Durée des impulsions de synchro trame	—	2,5	3	3,5	2,5	H	
CB							
Largeur des impulsions							
PAL / SECAM / PAL-M	t_{WCB}	12	—	11,12	12	µs	60
NTSC 1	t_{WCB}	—	11,12	—	—	µs	56
NTSC 2	t_{WCB}	—	10,53	—	—	µs	53
Avance sur la synchro	t_{PCBCS}	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
Temps d'effacement vertical							
PAL / SECAM / PAL-M		25H + t_{WCB}	—	21H + t_{WCB}	25H + t_{WCB}		
NTSC 1		—	21H + t_{WCB}	—	—		
NTSC 2		—	19H + t_{WCB}	—	—		
BC (PAL)							
Largeur de l'enveloppe de la salve	t_{WBC}	2,4	2,38	2,38	—	µs	12
Retard sur la synchro	t_{PCSBC}	5,6	5,56	5,76	—	µs	28
Temps de suppression du burst	—	9	9	11	—	H	
Suppression des burst							
1re trame	—	H623 à H6	H523 à H6	H523 à H8	—	—	
2e trame	—	H310 à H318	H261 à H269	H260 à H270	—	—	
3e trame	—	H622 à H5	H523 à H6	H522 à H7	—	—	
4e trame	—	H311 à H319	H261 à H269	H259 à H269	—	—	

Figure 9 - Tableau des caractéristiques des signaux de sortie du SAA 1043.

l'addition du seul circuit TEA 1002 recevant en plus de ces quatre signaux, BC et FH_2, donne à ce générateur une sortie vidéo-composite PAL. Le gain est triple : gain de temps à la conception, gain sur l'encombrement et sur la consommation.

CLP : L'impulsion CLP est une impulsion de clamp qui appelle aussi quelques commentaires. Les étages vidéo sont généralement à couplage capacitif, qu'il s'agisse des étages traitant les signaux primaires E'_R, E'_V, E'_B, ou les étages traversés par le signal vidéocomposite. La dissymétrie de ces signaux, après leur passage dans un condensateur de liaison, amène une variation du niveau continu. Pour compenser ces variations, dues aux variations du contenu de l'image, on doit restituer la composante continue ou, plus communément, clamper le signal.

Après passage dans un clamp, une partie du signal est mis à une référence fixe, et cette opération se répète à chaque ligne. Deux procédés sont généralement utilisés : clamp sur le fond des tops de synchro ligne et clamp sur le niveau de suppression. C'est bien sur la deuxième solution qui donne les meilleurs résultats. Il existe de nombreux schémas de circuit de clamp mais rares sont ceux qui soient **réellement** efficaces. Pour exécuter cette opération il faut disposer d'une impulsion, dite impulsion de clamp, délimitant le temps pendant lequel on fixe la référence. L'impulsion fournie par le SAA 1043 est disponible pendant la deuxième moitié du top de synchro ligne. Elle pourra donc piloter un circuit de clamp sur le fond des tops de synchro.

Comme pour le codeur PAL TEA 1002, le SAA 1043 peut simplifier le schéma du codeur SECAM paru dans RP N° 437.

Le codeur acceptait les signaux R,V,B, et synchro composite. Dans une nouvelle version la synchro composite verouille le SAA 1043 qui délivre alors les informations pouvant être appliquées aux broches 12 et 13 du TDA 2505. A la pin 12 on injecte CLP et à la pin 13, V_1 ou V_2.

Paramètre	Symbole	PAL	NTSC	PAL-M	SECAM	Unité	n
BC (SECAM)							
Largeur des impulsions d'effacement	t_{WBC}	—	—	—	7,2	µs	36
Avance du signal par rapport à la synchro	t_{PBCCS}	—	—	—	1,6	µs	8
Durée de l'effacement trame							
SECAM 1	1re trame : 25H + t_{WBC} sauf H320 à H328 2e trame : 24,5H + t_{WBC} sauf H7 à H15						
SECAM 2	1re trame : 25H + t_{WBC} 2e trame : 24,5H + t_{WBC}						
CLP							
Largeur des impulsions de champ	t_{WCLP}	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
Retard par rapport à la synchro	t_{PCSCLP}	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
DL							
Fréquence	f_{DL}	2 × f_H	2 × f_H	2 × f_H	2 × f_H	—	
Largeur des impulsions	t_{WDL}	9,6	9,53	9,53	9,6	µs	48
Retard par rapport à la synchro	t_{CLCS}	5,6	5,56	5,56	5,6	µs	28
FH 80							
Fréquence	f_{FH80}	80 × f_H	80 × f_H	80 × f_H	80 × f_H	—	
Avance par rapport à la synchro	—	0,2	0,2	0,2	0,2	µs	1
H1, H2							
Largeur de H1	t_{WH1}	7,2	7,15	7,15	7,2	µs	36
Largeur de H2	t_{WH2}	7,2	7,15	7,15	7,2	µs	36
Retard de H1 par rapport à synchro	t_{PH1CS}	0,8	0,79	0,79	0,8	µs	4
Avance de H2 par rapport à synchro	t_{PCSH2}	0,8	0,79	0,79	0,8	µs	4
Période	—	64	63,56	63,56	64	µs	
V1, V2							
Durée V1	—	10	6	6	10	H	
Durée V2	—	7,5	9	9	7,5	H	
Retard de V1 par rapport à synchro	t_{PV1CS}	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
Avance de V2 par rapport à synchro	t_{PV2CS}	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
FH2							
Fréquence	f_{FH2}	$f_H/2$	$f_H/2$	$f_H/2$	$f_H/2$	—	
Avance par rapport à la synchro	—	0	0	0	0	µs	
FH2							
Fréquence	f_{FH3}	400	360	360	$f_H/3$	—	
Avance par rapport à la synchro	—	—	—	—	0	µs	
WMP							
Largeur de l'impulsion de mesure	—	2,4	2,38	2,38	2,4	µs	12
Avance par rapport à la synchro	—	34,4	34,16	34,16	34,4	µs	172
Largeur de WMP	—	10	9	9	10	H	
1re trame	—	H163 à H173	H134 à H143	H134 à H143	H163 à H173	— —	
2e trame	—	H475 à H485	H396 à H405	H396 à H405	H475 à H485	— —	
RI							
Fréquence	—	$f_V/2$	$f_V/2$	$f_V/2$	10f_H	—	
Position des fronts	—	H6 H318	H7 H269	H7 H269	—	—	
ID							
Largeur des impulsions	t_{WID}	12,0	11,12	11,12	12,0	µs	60
Retard par rapport à la synchro	t_{PIDCS}	1,6	1,59	1,59	1,6	µs	8
1re trame	—	H7 à H15	H8 à H22	H8 à H22	H7 à H15		
2e trame	—	H320 à H328	H271 à H285	H271 à H285	H320 à H328	— —	

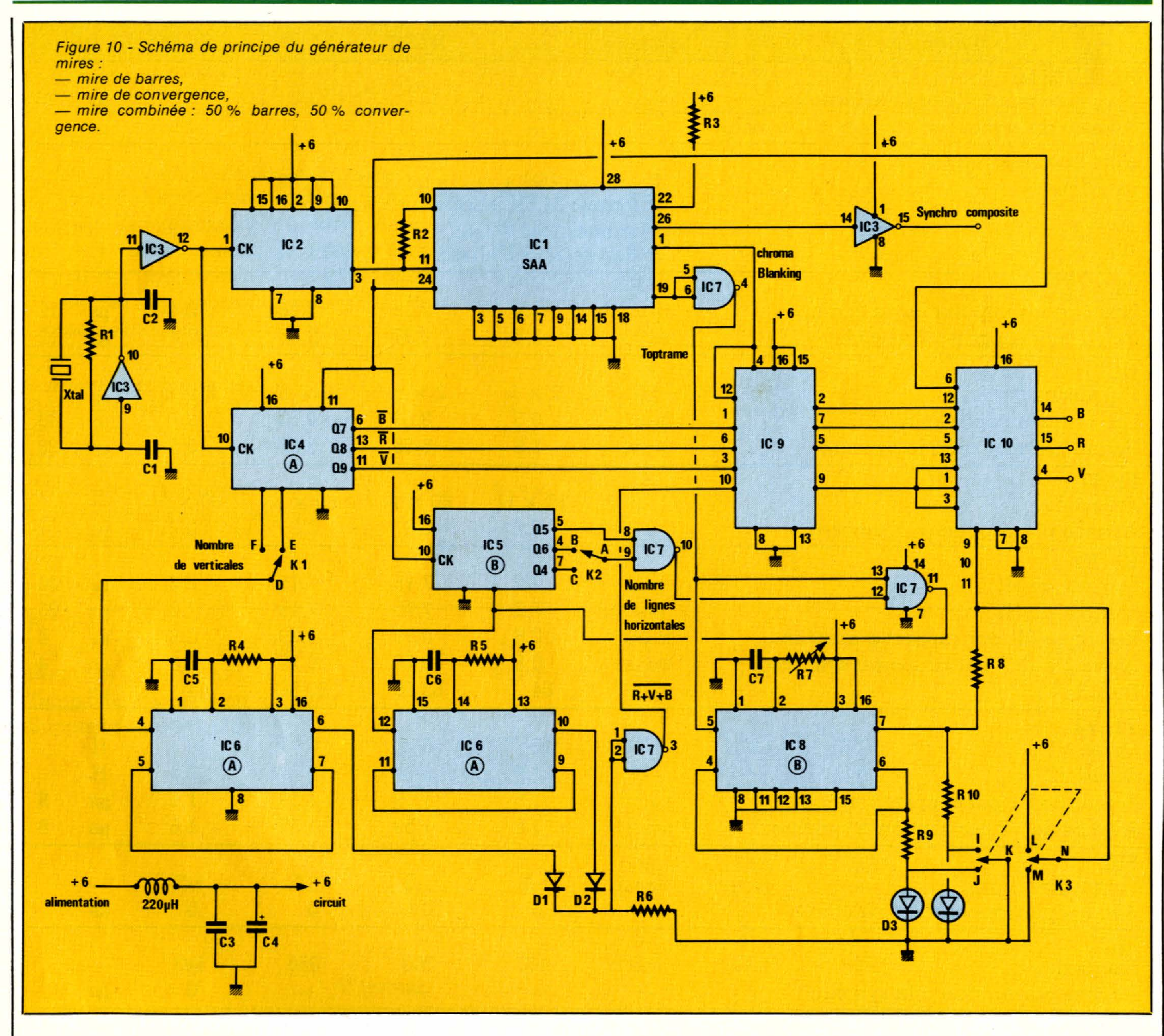


Figure 10 - Schéma de principe du générateur de mires :
— mire de barres,
— mire de convergence,
— mire combinée : 50 % barres, 50 % convergence.

Cette solution est particulièrement intéressante si l'on réalise un générateur mixte PAL/SECAM.

Nous avons vu que les applications d'un circuit comme le SAA 1043 sont multiples, nous aurons peut-être l'occasion d'y revenir. Nous connaissons suffisamment les divers signaux fournis par le SAA 1043 pour attaquer la réalisation du générateur de mire de barres et mire de convergence.

Le schéma du générateur de mires

Le schéma du générateur de mires est représenté à la **figure 10.** Le schéma est, grâce aux divers signaux fournis par le SAA 1043, très simple. On trouve un oscillateur à quartz fonctionnant à 10 MHz. Le circuit CMOS IC 3 devra impérativement être du type HEF, donc issu de RTC. En effet les divers essais que nous avons effectués montrent que seuls ces circuits sont capables d'osciller convenablement même alimentés sous une faible tension d'alimentation : 6 V. Le signal à 10 MHz est envoyé simultanément sur deux diviseurs, le premier un HEF 4518 est sous-employé puisqu'il n'est utilisé que comme diviseur par 2. On peut employer un autre circuit, 4020 par exemple, à condition que celui-ci soit capable de fonctionner correctement à 10 MHz. Le signal résultant de la division par 2 à 5 MHz est envoyé au SAA 1043, qui délivre les divers signaux de synchronisation.

Dans cette application nous avons employé quatre signaux particuliers :

— le signal de synchronisation composite à la broche 26 ;

— le signal d'effacement chroma - chroma blanking à la broche 1 ;

— un des deux signaux à la fréquence ligne H_2 à la broche 24 ;

— un des deux signaux à la fréquence trame V_1 à la broche 19.

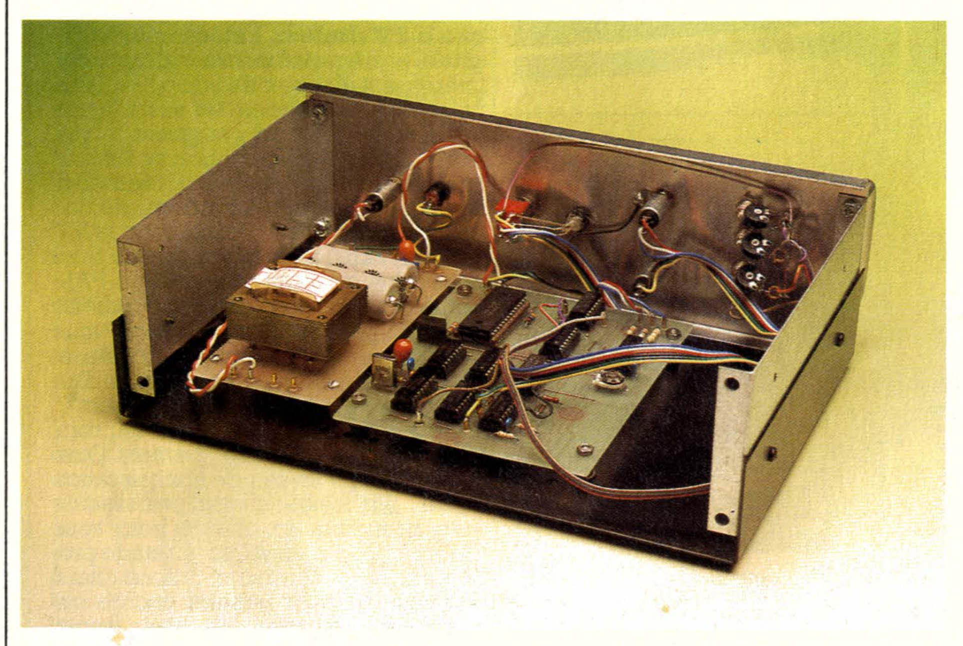
Ces quatre signaux suffisent pour générer les trois mires suivantes : mire de barres normalisée, mire de convergence, mire mixte barres et convergence.

Le cas de la mire de barres

Pour une mire de barres normalisée on doit générer, en plus du signal de synchromination composite, trois signaux R,V,B, définis de la manière suivante : pendant le temps d'image réellement utile, durant ap-

proximativement 52 µs pour chaque ligne, le signal B pour bleu doit prendre les états suivants : 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0; pour le signal R rouge la séquence est : 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0 et pour le signal V vert on a 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0. Il apparaît clairement que ces signaux sont liés entre eux par division successive par deux.

Dans de précédents articles nous avions employé un PLL verrouillé sur 10 f_H et les signaux R,V,B étaient obtenus par division successive par deux. Il existe une solution plus simple qui permet de se passer du PLL et du diviseur par 10 qui lui était associé. C'est bien sûr cette solution que nous avons employée et qui est représentée sur le schéma de la **figure 10.**



Le signal à 10 MHz est envoyé sur un compteur périodiquement remis à zéro par les impulsions à la fréquence ligne H_2 fournies par le SAA 1043. On récupère sur les sorties Q_7, Q_8 et Q_9 de ce compteur des signaux aux fréquences respectives suivantes, 78 125 Hz, 39 062,5 Hz et 19 531,25 Hz. Ces signaux sont en phase avec le signal de synchronisation et il peuvent être employés pour générer respectivement B,R, et V.

A la sortie des compteurs on ne dispose pas directement de R,V,B mais leur complémentaire, trois inverseurs sont alors nécessaires pour obtenir une mire de barres à luminance décroissante de gauche à droite. Les inverseurs ne sont pas nécessaires si l'on se contente d'une mire de barres à luminance croissante. Sur le schéma de la **figure 10** les inverseurs sont combinés avec le signal d'effacement chroma issu de la broche 1 du SAA 1043. On dispose alors bien des signaux R,V et B aux broches 7, 5 et 2 de IC_9 correspondant à une mire de barres à luminance décroissante de gauche à droite. En outre les signaux de chrominance ne sont présents en sortie que pendant le temps réglementaire, grâce à l'information chroma blanking. Les signaux sont ensuite transmis à un triple inverseur qui sélectionne les informations R,V,B correspondant à une mire de barres ou une mire de convergence.

Le cas de la mire de convergence

Une mire de convergence se compose de barres verticales et horizontales blanches sur fond noir. Cette mire est intéressante pour régler la convergence du tube; les défauts, si défauts il y a, se manifestent le plus visiblement aux quatre coins de l'écran. En cas de mauvais réglage ou de déréglage, les trois faisceaux rouge, vert et bleu ont tendance à prendre des directions différentes.

Le réglage est donc effectué à l'œil de manière à obtenir des lignes parfaitement blanches sur tout leur trajet.

La mire étant du type noir et blanc, les signaux R,V,B seront soit tous à zéro, luminance 0 donc noir, soit tous au niveau 1, donc luminance 100 %. Pour générer une telle mire la solution consiste à scinder le problème en deux parties : la génération des barres verticales, et la génération des barres horizontales.

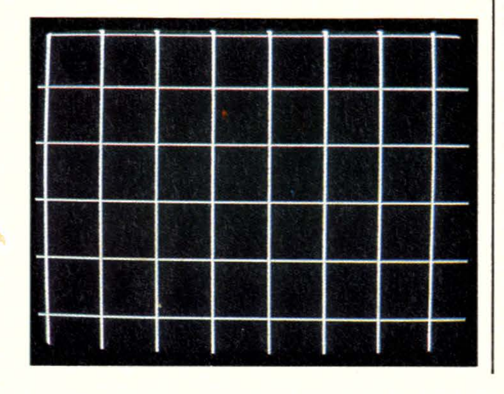
Les barres verticales

Supposons que l'on veuille générer n barres verticales, ceci revient à placer sur chaque ligne de chaque trame n blancs régulièrement espacés. A partir du schéma du générateur de barres, le problème est facilement résolu puisque l'on dispose d'un compteur remis à zéro par les impulsions ligne. Le nombre de verticales est alors fonction du rapport du diviseur. L'inverseur K_1 sélectionne les sorties Q_5 et Q_6 de IC_4 donnant respectivement 16 ou 8 barres verticales. La largeur de chaque ligne doit finalement être fixée et on a recours au monostable IC_6. La mire de convergence est obtenue en additionnant aux barres verticales, les barres horizontales.

Les barres horizontales

Pour la génération des barres horizontales le problème est similaire et tout aussi simple. On utilise un compteur recevant un signal à la fréquence ligne. Le compteur doit être périodiquement remis à zéro par une impulsion de synchro trame. Comme précédemment le nombre de lignes horizontales est fonction du temps séparant deux remises à zéro. Sur le schéma de la **figure 10,** la génération des horizontales est confiée au compteur IC_5, celui-ci est périodiquement remis à zéro : à chaque impulsion trame et toutes les X lignes. Le nombre X est fonction de la position de l'inverseur K_2. Cet inverseur sélectionne les sorties Q_6 ou Q_4. La remise à zéro s'effectue donc respectivement toutes les 96 lignes ou 48 lignes. Ce qui donnera 6 ou 12 horizontales. Ne pas oublier qu'il y a deux trames entrelacées !

Dernier problème qui n'en est pas un véritablement : calibrer la longueur de chaque ligne. Le rôle est assigné à un monostable IC_6. Ici la précision n'a que très peu d'importance. Il suffit simplement que le temps pendant lequel le signal est présent à la broche 10 de IC_6 soit su-



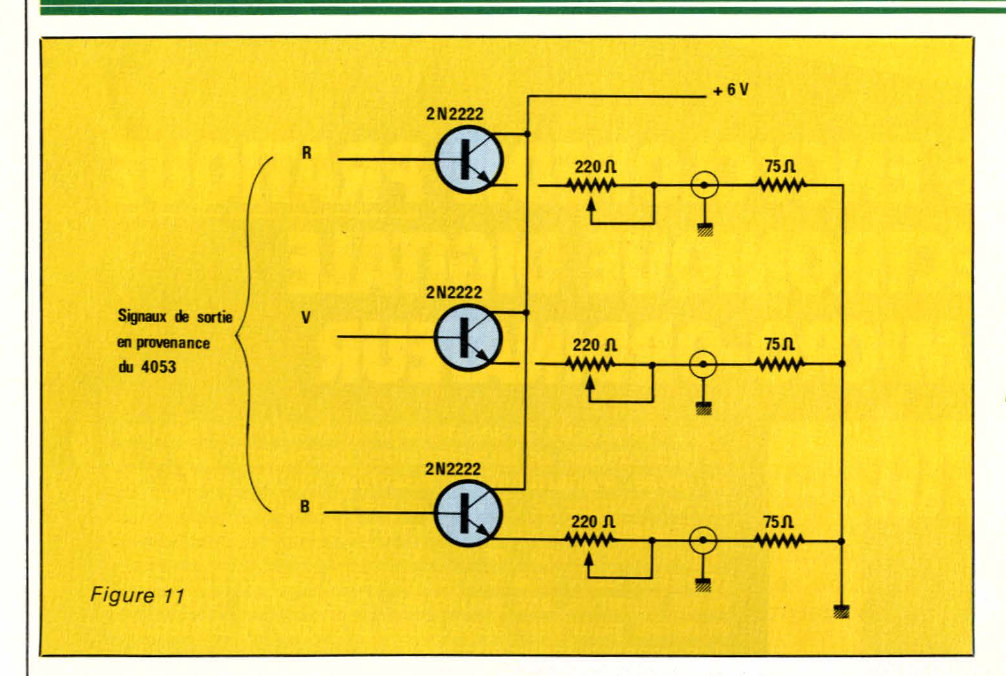


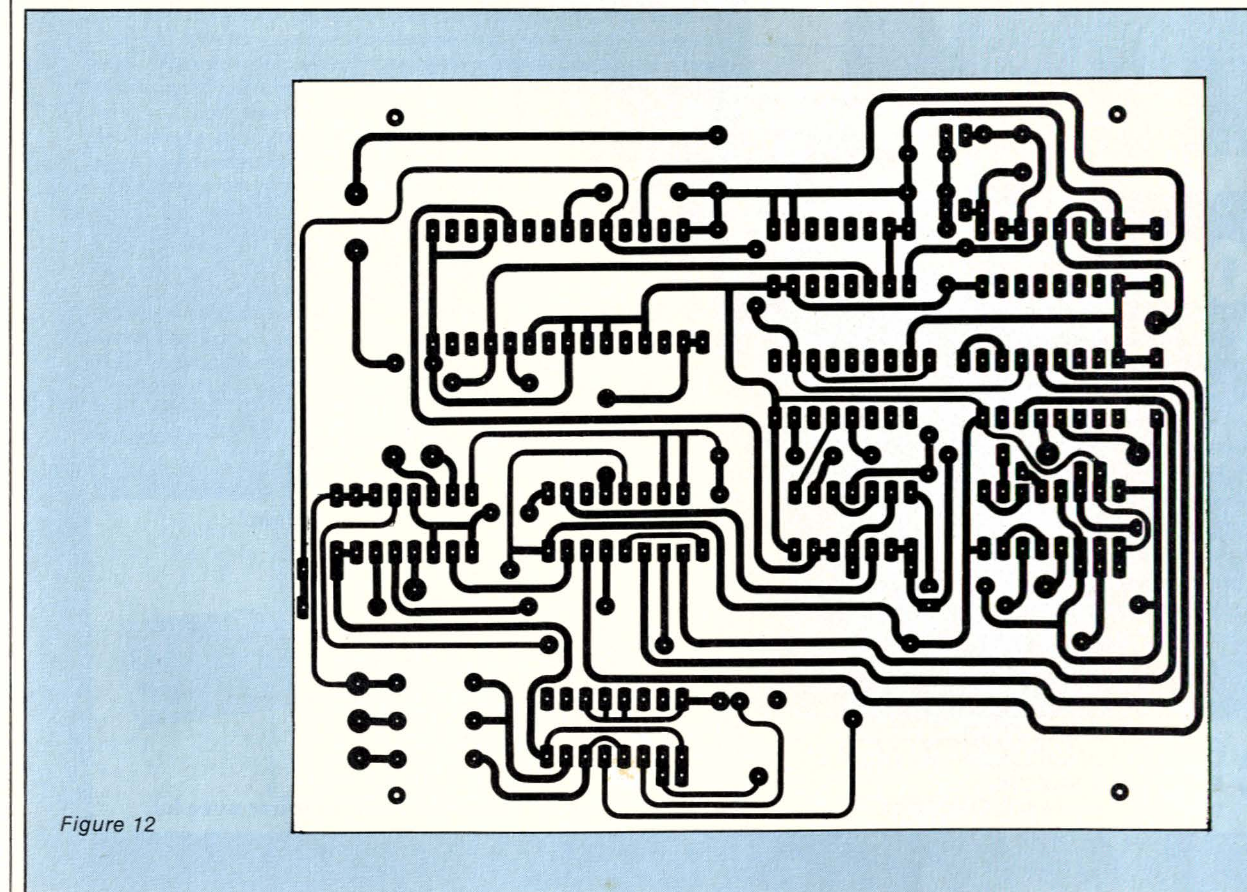
Figure 11

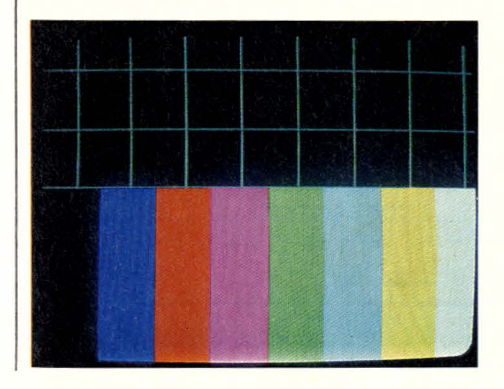
périeur ou égal à la durée utile du signal vidéo : 52 µS. Le signal d'effacement chroma ramènera la durée du signal au temps utile de ligne.

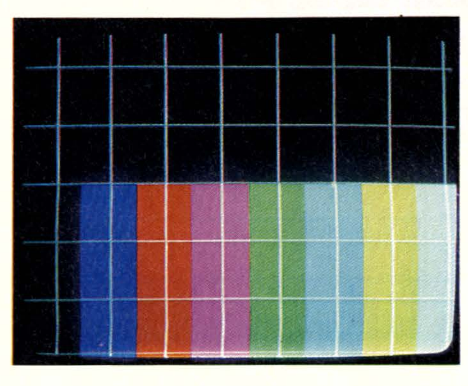
Finalement les diodes D_1 et D_2 additionne les verticales et les horizontales et on dispose aux bornes de R_6 du signal vidéo qui peut être appliqué simultanément sur les entrées R,V,B. (Z entrée > 10 kΩ, VCC 90 par exemple.)

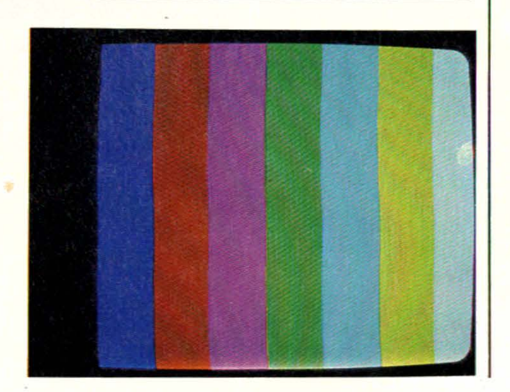
Le système de commutation

Le triple inverseur IC_{10} HEF 4053 reçoit les signaux correspondant à une mire de barres ou une mire de convergence. L'inverseur K_3 envoie une information sur les entrées de commande du 4053. Si les broches 9, 10 et 11 du 4053 sont au zéro logique, on selectionne la mire de barres, au


Figure 12







NOUVEAU

LA PREMIERE ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE DIGITALE ET DU MICRO-ORDINATEUR



Après le succès de ses deux premières collections sur l'électronique et la télévision, Eurotechnique vous propose aujourd'hui sa nouvelle encyclopédie "Le Livre Pratique de l'Electronique Digitale et du Micro-Ordinateur". Conçue sur le même principe, c'est-à-dire "Faire pour Savoir", cette nouvelle collection représente une série de 16 volumes progressifs, clairs et abondamment illustrés, accompagnés chacun d'un coffret de matériel pour une application pratique et immédiate des connaissances acquises.

Cette encyclopédie représente, pour vous, l'occasion unique de pénétrer l'univers transitionnel de la micro-informatique et de faire partie de ses "initiés". C'est aussi un moyen progressif d'évolution technique et d'enrichissement culturel, aussi bien pour les professionnels que pour les passionnés d'électronique. C'est enfin un ouvrage de référence auquel les uns comme les autres pourront se reporter à tout moment.

SAVOIR

Un ensemble de 16 volumes, divisé en trois parties :

Les quatre premiers volumes, consacrés aux bases fondamentales de l'Electronique, ont pour objectif de rendre cette matière accessible à tous, sans autres connaissances préalables.

Les cinq volumes suivants traitent de la technique des micro-circuits intégrés et digitaux.

Dans les sept derniers volumes sont étudiés en détail, le fonctionnement des microprocesseurs et leurs applications dans les systèmes de micro-informatique.

En fonction de votre niveau, ces trois parties peuvent s'acquérir séparément.



FAIRE

16 coffrets de matériel vous permettront, après de nombreuses expériences et manipulations, de passer progressivement au montage de différents appareils. Pour finir, vous réaliserez vous-même votre micro-ordinateur "ELETTRA COMPUTER SYSTEM"®, basé sur le Z80, avec son extension de programmation de mémoire EPROM.

ELETTRA COMPUTER SYSTEM®



Connaître l'ordinateur et dialoguer avec lui.

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

à compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon
Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique Digitale et du Micro-Ordinateur

NOM ______________________ PRÉNOM ______________________

ADRESSE ______________________ CODE POSTAL |_|_|_|_|_|

09182

1 logique, la mire de convergence. En position médiane ces mêmes entrées reçoivent le signal issu du monostable IC_8. Le monostable est déclenché par le top trame et délivre en sortie un créneau négatif. Si la durée de ce créneau est inférieure à 20 ms - en pratique on prendra approximativement 10 ms - on obtient une mire mixte, haut de l'image mire de barres, bas de l'image mire de convergence.

Il est facile d'inverser cette disposition en connectant R_8 non plus à la sortie $\overline{Q}$ du monostable broche 7 mais à la sortie Q broche 6.

On ajoute finalement une diode électroluminescente D_3 - tout à fait facultative - bicolore rouge-verte. La signalisation est la suivante :
— rouge, mire de barres ;
— vert, mire de convergence ;
— jaune, mire mixte.

Les signaux présents sur les broches 14, 15 et 4 du 4053 peuvent être directement appliqués sur les entrées R,V,B du VCC 90 ayant une impédance d'entrée voisine de 10 kΩ.

Pour débiter sur des charges de 75 Ω on intercalera un interface à transistor représenté à la **figure 11.**

Il n'existe aucun réglage, la maquette doit fonctionner sans problème. R_7 sera simplement positionné de manière à scinder la mire mixte en deux parties dont les proportions sont fonction des besoins de chacun. Le tracé des pistes du circuit imprimé est représenté à la **figure 12** et l'implantation des composants à la **figure 13.**

La consommation du montage est extrêmement faible, si l'on débite sur des charges de 10 kΩ et que l'on omet la diode D_3, l'alimentation peut être assurée par quatre piles 1,5 V ou cinq accus Cd Ni 1,2 V. Pour débiter sur des charges 75 Ω il est préférable de passer en alimentation secteur. On doit délivrer 1 V sous 75 Ω pour les trois entrées R,V,B donc approxivement 40 mW. L'alimentation dont le schéma de principe est représenté à la **figure 14** donne entière satisfaction et peut délivrer le courant nécessaire à une version débitant sur des charges de

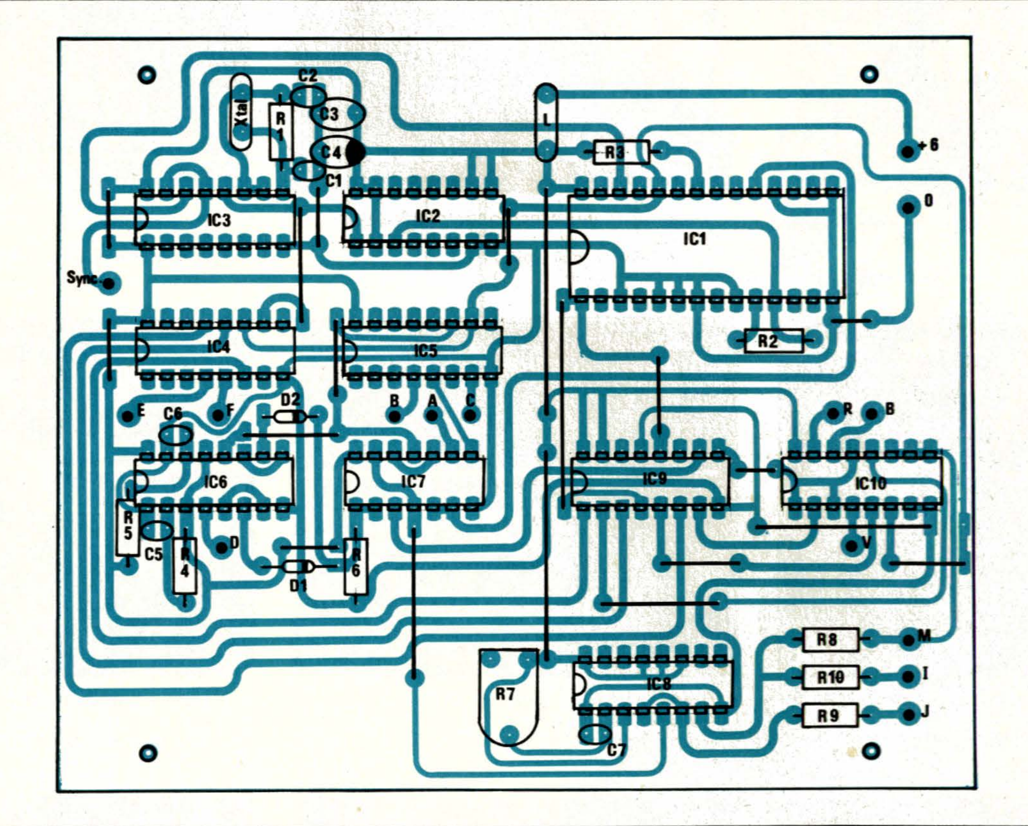


Figure 13

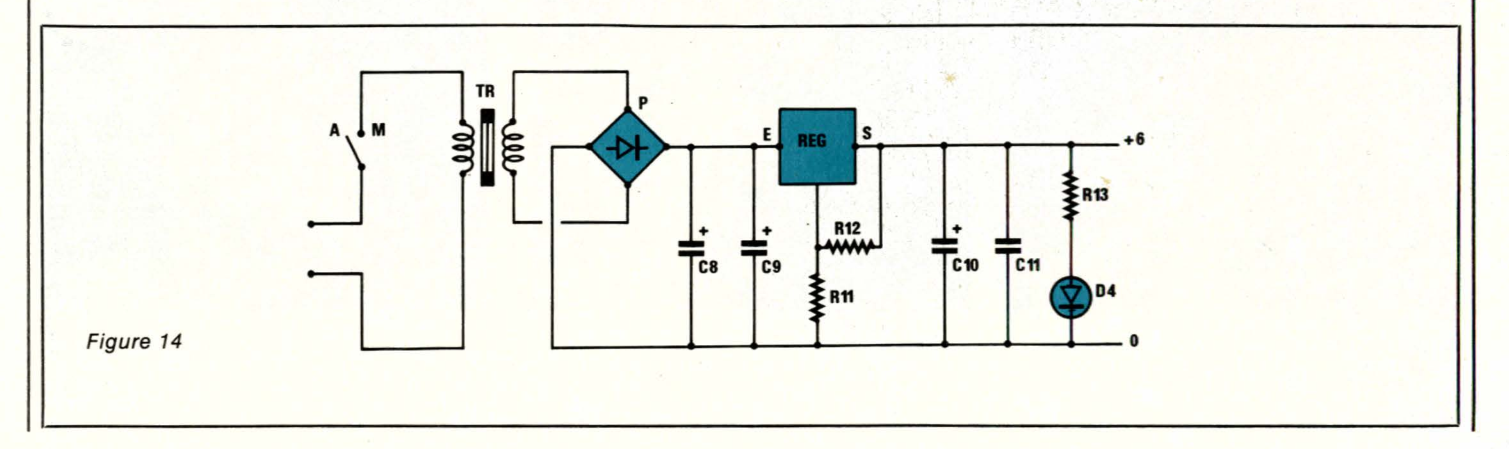
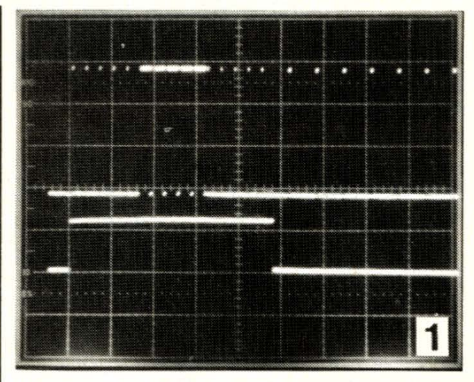
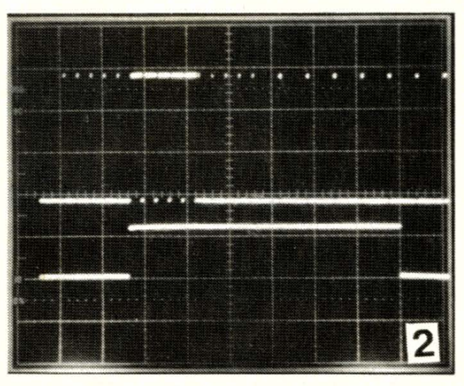


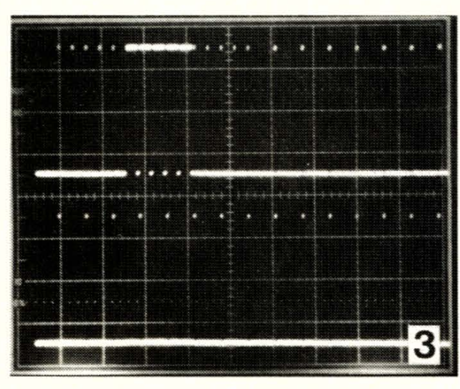
Figure 14



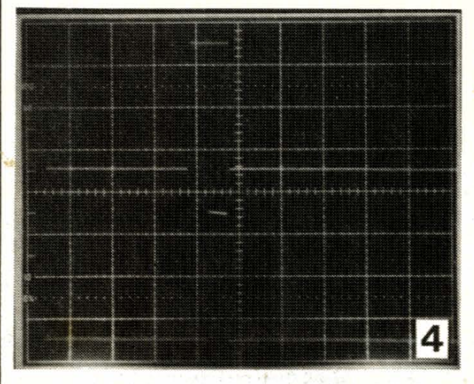
1 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 µs/div.
Trace inférieure pin 20 5 V



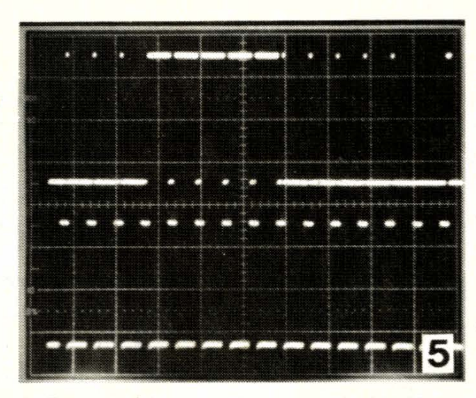
2 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 µs/div.
Trace inférieure pin 19 5 V



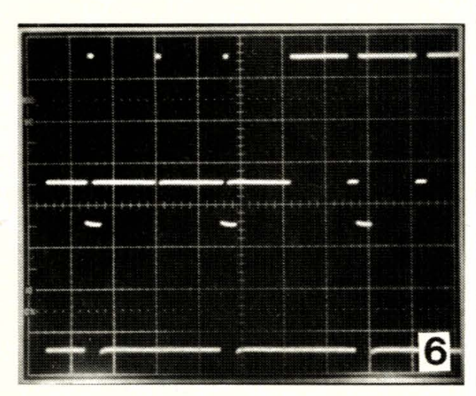
3 Trace supérieure synchro composite 2 V, 100 µs/div.
Trace inférieure pin 21 CLP 2 V



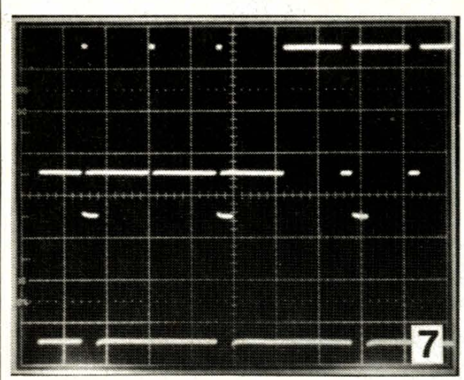
4 Trace supérieure synchro composite 2 V, 5 µs/Div.
Trace inférieure CLP 2 V



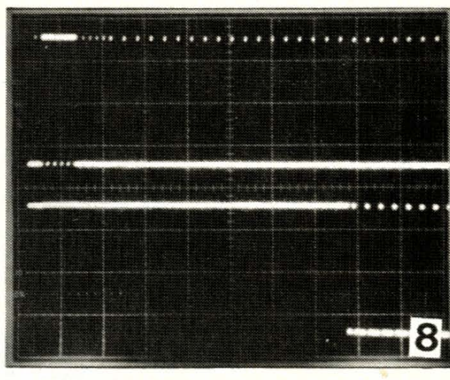
5 Trace supérieure synchro composite 2 V, 50 µs/div.
Trace inférieure DL pin 22 2 V



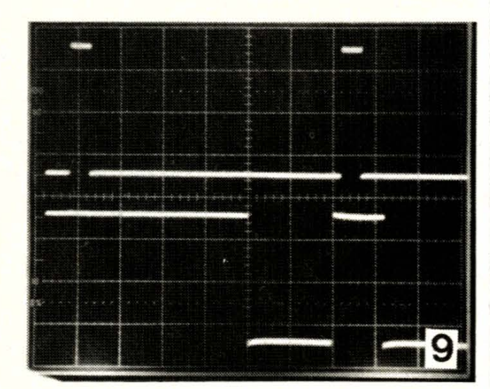
6 Trace supérieure synchro composite 2 V, 20 µs/div.
Trace inférieure H1 pin 23 2 V



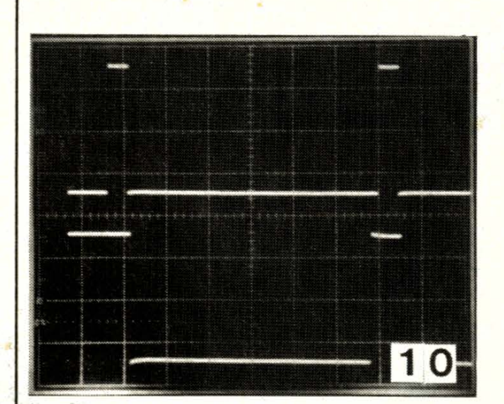
7 Trace supérieure synchro composite 2 V, 20 µs/div.
Trace inférieure H2 pin 24 2 V



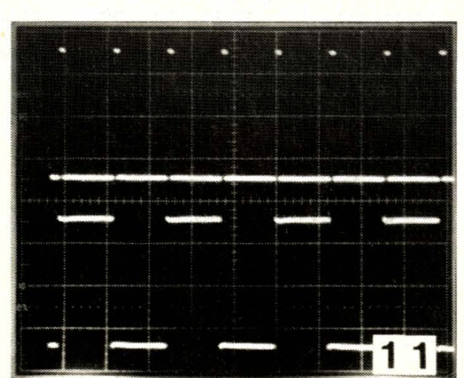
8 Trace supérieure synchro composite 2 V, 200 µs/div.
Trace inférieure pin 25 CB 2 V



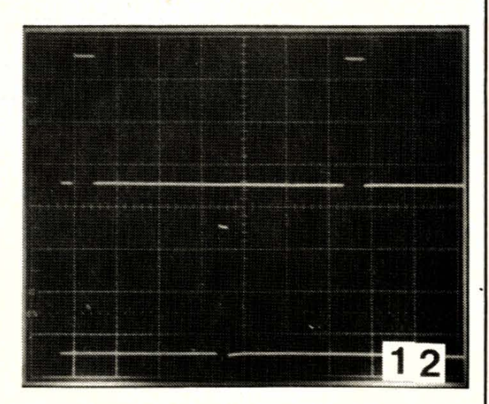
9 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 µs/div.
Trace inférieure pin 25 CB 2 V



10 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 µs/div.
Trace inférieure pin 1 BC 2 V



11 Trace supérieure synchro composite 2 V, 50 µs/div.
Trace inférieure pin 2 FH 2 2 V



12 Trace supérieure synchro composite 2 V, 10 µs/div.
Trace inférieure pin 17 WMP 2 V

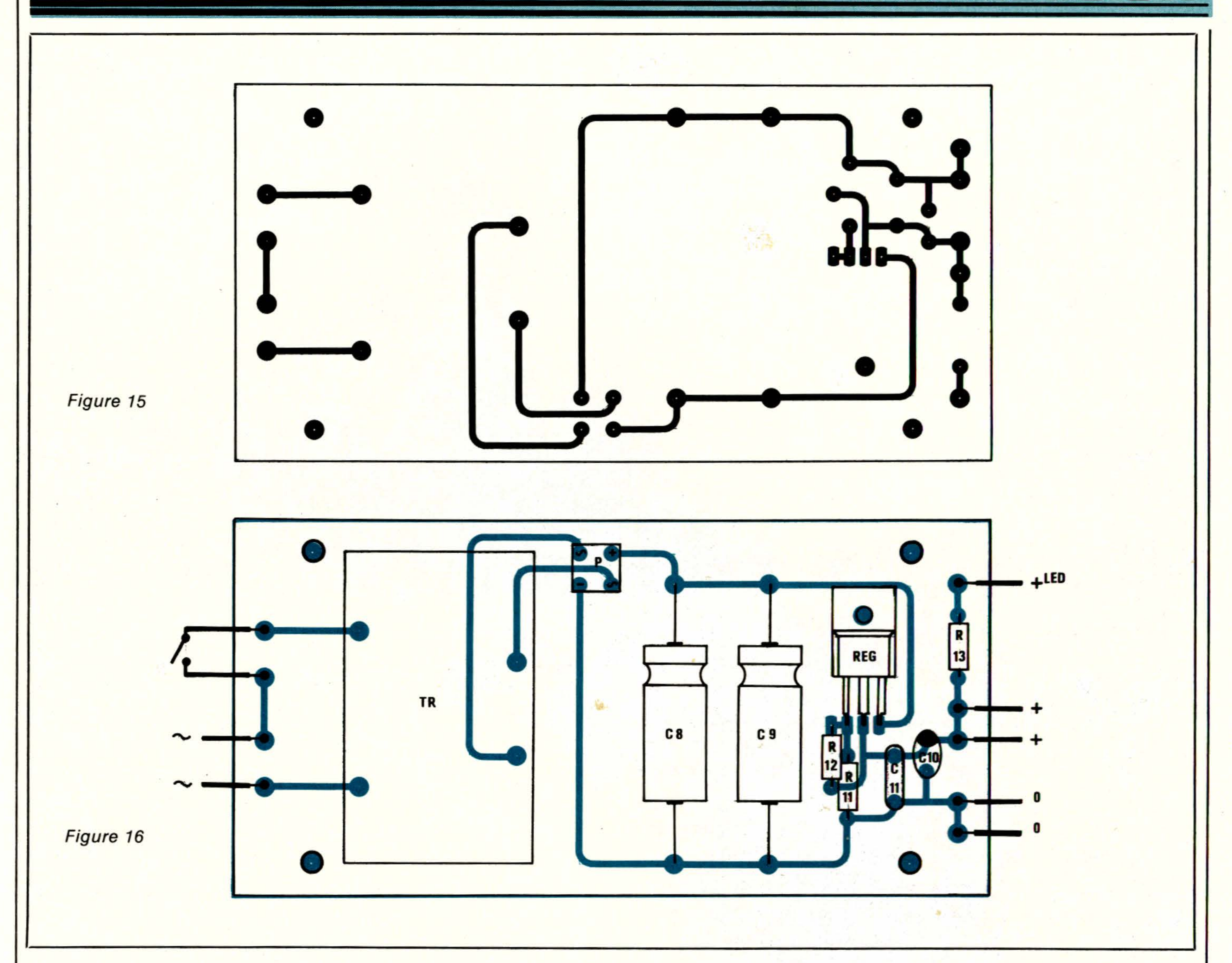


Figure 15

Figure 16

75 Ω équipée des LED. Le tracé des pistes de l'alimentation est représenté à la **figure 15** et l'implantation des composants correspondants à la **figure 16**.

Avant de connecter alimentation et carte générateur, on s'assurera pour éviter la destruction des circuits MOS et surtout du SAA 1043, que la tension d'alimentation ne dépasse pas 6 V.

Le schéma de principe de la **figure 10** peut être facilement modifié pour donner un générateur de barres seul - 4 circuits CMOS suffisent ou un générateur de mire de convergence seul - 6 circuits - le SAA 1043 est un circuit très performant, souple, d'emploi facile dès que l'on a acquis une bonne connaissance des divers signaux qu'il peut fournir. Nous aurons probablement l'occasion de réutiliser ce circuit dans d'autres applications vidéo.

François de DIEULEVEULT

Nomenclature

Circuits intégrés

IC_1: SAA 1043
IC_2: HEF 4518 } uniquement
IC_3: HEF 4049 } HEF
IC_4: HEF 4020 } RTC
IC_5: 4020
IC_6: 4528
IC_7: 4011
IC_8: 4528 ou 4538
IC_9: 4502
IC_{10}: 4053

Résistances

R_1: 47 MΩ
R_2: 10 MΩ
R_3: 3 kΩ
R_4: 330 Ω
R_5: 33 kΩ
R_6: 10 kΩ
R_7: 220 kΩ ajustable
R_8: 3,3 kΩ
R_9: 220 Ω
R_{10}: 390 kΩ
R_{11}: 1 kΩ
R_{12}: 220 Ω
R_{13}: 1 kΩ

Condensateurs

C_1: 15 pF
C_2: 15 pF
C_3: 0,1 µF
C_4: 47 µF/10 V
C_5: 22 pF
C_6: 4,7 nF
C_7: 0,1 µF
C_8: 100 µF 25 V
C_9: 100 µF 25 V
C_{10}: 47 µF/10 V
C_{11}: 0,1 µF

Diodes

D_1: 1N 4148
D_2: 1N 4148
D_3: LED bicolore Ø 5
D_4: LED rouge Ø 5

Divers

K_1: } inverseur unipolaire miniature
K_2: }
K_3: inverseur bipolaire miniature à point milieu 3 positions stables.

L : 220 µH

LONGITUDE EST 1° → 13°

LOCALISATION	DATE DE MISE EN SERVICE	IDENTIFICATION	ORIGINES	FRÉQUENCES EN GHZ <1	3	4	6	7	11	12	14	>15	P.I.R.E. dBW	OBSERVATIONS
1	77	INTELSAT 4F8	— INTELSAT — ETR (E-U)		X	X	X						> 20	— TELECOM — TV : 2 répéteurs
4	P*	TELECOM 1C	— FRANCE — DGT — CSG (F)		X			X		X	X		voir T A1	— TELECOM — TV VIDEOCOMMUNICATION TRAFIC MILITAIRE * de réserve au sol
5 ↑ 10	78	OTS	ASE ↓ EUTELSAT	X					X		X		40	— TELECOM — TRAFIC UER/CEPT Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
7	86/87	TELE X (NORD SAT)	— SUEDE — CSG						X				≅ 65	— TVDS : 5 répéteurs
7	P*	GDL 3 Grand Duché du Luxembourg	— LUXEMBOURG — SLS		X	X	X		X		X		43 ≅ 65	— TELECOM./AFFAIRES — TVDS * incertain
7	P*	ECS 3 ↓ EUTELSAT 1F3	ASE ↓ EUTELSAT							X	X		43 maxi	* de réserve
7* ↑ 10	84	ECS 2 ↓ EUTELSAT 1F2	ASE ↓ EUTELSAT — CSG (F)							X	X		43 maxi	— TELECOM/TV : 9 répéteurs AFFAIRES-VIDEOCOMMUNICATION UER-CEPT * Fin 84 : 7° Est
13	83	EUTELSAF 1F1 (ex. ECS 1)	— EUTELSAT — CSG							X	X		43 maxi	— TV : 8 programmes — TRAFIC UER*/LEPT * Union Européenne des radiocommunications

Sigles :
- — BAI : Baikonour
- — ASE/ ESA : Agence Spatiale Européenne
- — CSG : Centre Spatial Guyannais
- — ETR : Eastern Test Range (États-Unis)
- — nd : non défini
- — X n° du canal
- — P : prévision
- — INTELSAT : Organisation Internationale des télécommunications par Satellite
- — F : France
- — E-U : États-Unis

suite de la page 34

plitude à l'intérieur de chaque octave par rapport aux autres. Ainsi de 500 à 1 000 Hz et de 8 000 à 16 000 Hz par exemple.

Un bruit blanc est réalisable au moyen d'une jonction semi-conducteur, mais les résultats sont assez variables avec l'échantillon. Pour pallier cet inconvénient, NS a sorti un générateur de bruit blanc de principe digital en technologie MOS, qui est en fait un générateur de séquences pseudo aléatoires. Le schéma interne de ce circuit, le MM 5837, est visible **figure 5.** Ici 2 et 1 sont à la masse, 4 au + alimentation et 3 est la sortie.

Le circuit est présenté en boîtier DIL 8 broches.

On filtrera à – 3dB/octave la sortie du MM 5837 de façon à obtenir un bruit rose superposé à une tension continue.

Figure 6

Le schéma de principe du FA 2

Il est donné **figure 6.** Chaque circuit intégré AOP est un modèle double, ce qui explique que l'on ait deux fois la même référence. Une moitié de IC_3 est monté en amplificateur de différence de façon à disposer de la classique entrée symétrique. Des essais au niveau du prototype nous ont conduit à mettre une capacité de 100 pF en parallèle sur R_4 notée C_x mais non reportée sur le schéma, nous y reviendrons. De là, nous entrons dans le filtre passe-haut inverseur dont le gain dans la bande passante est de – 0,5, compensé par le gain de 2 de l'étage d'entrée. L'addition dans l'autre moitié de IC_4 équivaut donc à une soustraction entre le signal global et l'aigu, le tout avec une nouvelle inversion. Enfin, P_1 et P_2 règlent les volumes aigus et graves et IC_5 en booster permet une sortie à basse impédance. Maintenant IC_6 délivre le bruit blanc filtré par un réseau assez compliqué de résistances et capacités pour avoir le bruit rose. Un simple réseau RC filtre à – 6 dB/octave. Pour avoir – 3 dB/octave, il faut employer une astuce consistant à annuler partiellement par les zéros les pôles d'un filtre passe-bas complexe. Notons que le résultat est une « parfaite » (± 1/4 dB) réponse de 10 Hz à 40 kHz et le générateur délivre un bruit rose à distribution spectrale plate de 20 Hz à 20 kHz. La dernière moitié de IC_3 sert d'adaptateur d'impédance et supprime en grande partie la composante continue de 8,5 volts à sa sortie, grâce à R_{10} connectée au – alimentation. Une résistance R_{20}, non indiquée sur le schéma, est connectée à la sortie de ce IC_3 pour y relier une prise délivrant le bruit rose à l'extérieur.

Quant à l'alimentation, un transfo 2 × 15 volts 3 VA, 1 pont de diode, un filtrage par les capacités C_F et C_d et deux régulateurs + 15 volts et – 15 volts, IC_1 et IC_2 et le tour est joué, rien que du très classique. Le fusible sera un modèle 200 mA retardé (voir **figure 7**).

Réalisation

Le FA 2 ne pose aucun problème de réalisation ni de mise au point. **Figures 8 et 9** nous avons circuit imprimé et implantation. Attention à bien mettre les 3 straps. Pour notre prototype, nous avons utilisé un petit coffret avec façades en plastique, ce n'est pas très cher, mais en branchant des jacks la façade s'enfonce un peu compte-tenu du matériau utilisé. Un mot sur le condensateur C_x de 100 pF céramique, il sera relié aux bornes de R_4 et supprimera une oscillation de l'étage d'entrée symétriseur, oscillation remarquée lors des essais. Donc ne pas oublier C_x en parallèle sur R_4, la HF ne s'entend pas mais gare aux amplis qui eux encaissent. On choisira pour les AOP des TL 082 ou TL 072, les NE 5532 sont encore mieux mais beaucoup plus chers, quant aux doubles 741 style 1458, leur slew rate est trop juste !

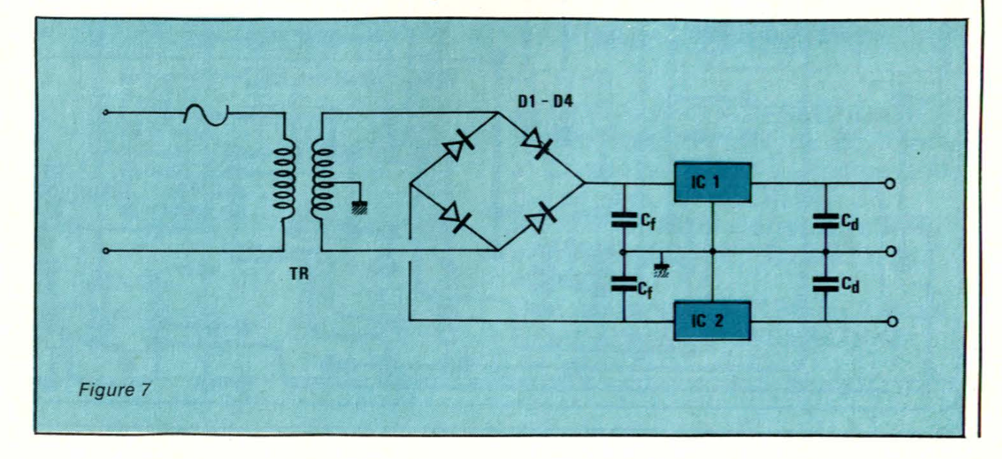


Figure 7

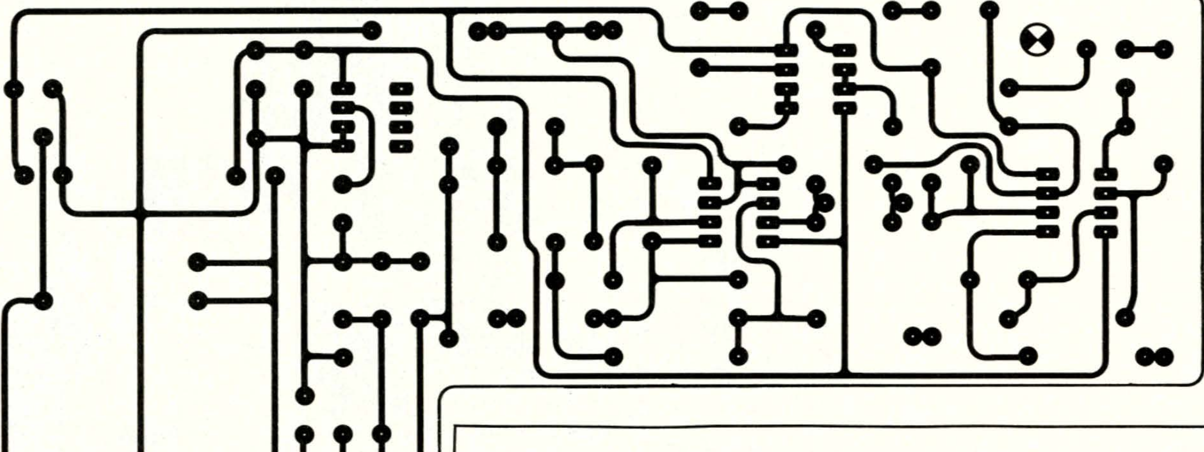


Figure 8

Conclusion

Voilà un petit filtre actif qui, nous l'espérons, vous aidera à mettre au point et à utiliser des enceintes actives de qualité.

Pour l'ajustement des niveaux graves et aigus, le switch SW permet de remplacer le signal d'entrée par un bruit rose. Un sonomètre devant les enceintes ou même un micro pilotant un vumètre (micro à réponse assez plate) nous aidera à égaliser les niveaux, sinon, l'oreille suffit mais il faut un niveau élevé pour une meilleure linéarité. Bonne chance.

G. GINTER

Nomenclature

Résistances

R_1: 22 kΩ
R_2: 22 kΩ
R_3: 47 kΩ
R_4: 47 kΩ
R_5: 6,8 kΩ
R_6: 3 kΩ
R_7: 1 kΩ
R_8: 300 Ω
R_9: 47 kΩ
R_{10}: 82 kΩ
R_{11}: 47 kΩ
R_{12}: 6,2 kΩ
R_{13}: 6,8 kΩ
R_{14}: 50 kΩ (2 × 100 kΩ)
R_{15}: 100 kΩ
R_{16}: 47 kΩ
R_{17}: 47 kΩ
R_{18}: 220 Ω
R_{19}: 220 Ω
R_{20}: 220 Ω
P_1,P_2: 22 kΩ Log

Condensateurs

C_1: 1 µF 25 V
C_2: 0,27 µF
C_3: 47 nF
C_4: 47 nF
C_5: 33 nF
C_6: C voir texte
C_7: C voir texte
C_8: C voir texte
C_9: C voir texte
C_{10}: 3,3 µF 25 V
C_{11}: 3,3 µF 25 V
C_{12}: 100 µF 25 V
C_F: 2 × 1 000 µF 25 V
C_d: 2 × 10 µF 25 V
C_x: 100pF

Circuits intégrés et diodes

IC_1: 7815
IC_2: 7915
D_1 à D_4: 1 N4002
IC_3: TL 072
IC_4: TL 072
IC_5: TL 072
IC_6: MN 5837 (NS)

Divers

Coffret ESM Réf : EC 18/07 FP, prise, jacks, supports CI, transfo 2 × 15 volts 3 VA, fils, etc.

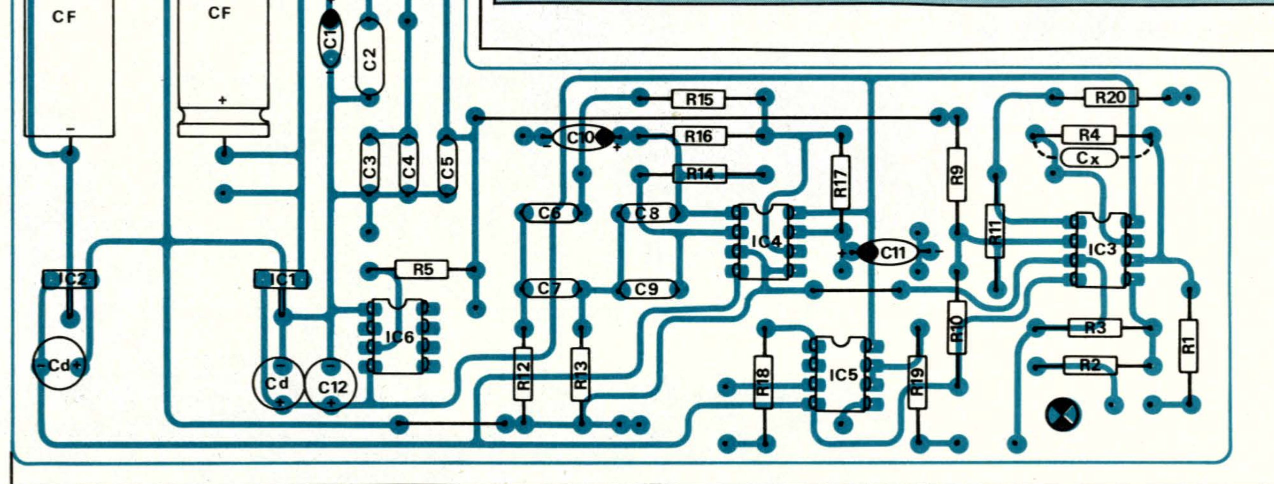
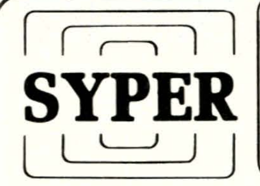


Figure 9



DISTRIBUTEUR OFFICIEL

AUREX — ITT — JVC VIDEO
Panasonic — PIONEER — Sansui
SHARP — SILVER — SONY
Technics — TEN — TOSHIBA

SERVICE REPARATION ET PIECES DETACHEES

60 rue de Wattignies 75012 PARIS
Tél. : (1) 347 58 78 - Télex : 218 488

COMPOSANTS JAPONAIS SUR STOCK

AN	
202	48,05
203	40,60
205	49,50
210	34,60
213	53,65
214	93,05
217	66,90
222	42,50
234	115,15
236	86,75
240	37,45
241	44,20
245	78,15
247	63,50
260	39,05
262	53,15
264	46,10
301	158,30
302	175,60
303	107,30
305	82,95
316	82,75
318	122,95
321	38,70
322	85,20
331	84,95
345	63,95
362	65,30
364	46,10
5250	60,85
5435	52,50
5610	43,75
5630	54,90
5701	22,20
5703	25,90
5750	36,45
5900	31,05
6022	81,35
6045	131,75
6136	19,85
620	130,30
6249	44,80
6251	114,45
6270	69,45
630	134,20
6310	86,75
63.20	94,30
6340	165,15
6341	126,50
6342	71,10
6344	154,40
6345	64,70
6350	147,95
6357	95,55
6360	90,05
6362	105,55
6397	73,95
6398	65,95
640	106,30
6540	52,35
6550	24,80
6551	24,80

6554	25,40
6562	13,75
6610	67,55
6633	190,40
6635	123,25
6636	122,65
6675	142,20
6676	122,65
6677	106,95
6870	206,80
7060	24,95
7145	93,50
7146	84,10
7150	28,90
7160	50,85
7220	41,95
7222	44,20
7256	49,95
BA	
1320	34,90
222	22,10
301	22,10
328	28,25
335	34,90
336	37,20
338	38,60
3704	33,05
514	25,35
526	42,25
527	37,15
532	42,85
6104	42,70
6109	55,85
6124	42,70
6208	19,95
6301	33,80
6302	44,15
6305	24,95
658	93,05
7200	126,35
841	380,20
843	74,80
BAF	
3304	75,75
BCR	
3AM4	44,80
BX	
6010	107,40
CA	
3102	301,30
CR3D	188,80
CX	
001	301,30
032	61,00
064	133,55
065	47,40
069	23,20
104	110,30
108	188,75
109	188,80
130	47,40

131	188,75
134	110,30
135	133,55
136	133,55
137	133,55
138	133,55
139	110,30
141	133,55
143	133,55
145	133,55
157	61,00
161	47,40
162	95,85
168	110,30
174	133,55
175	110,30
178	78,40
182	61,00
186	107,75
194	703,55
760	110,30
761	133,55
770	34,90
787	78,40
789	428,55
7904	244,05
804	47,40
807	190,00
887	133,55
891	34,90
DN	
6838	16,35
819	14,75
852	63,40
FS	
7915	46,05
HA	
11107	48,35
11211	110,30
11221	61,00
11223	95,85
11225	33,15
11226	157,90
11227	91,00
11229	42,35
11235	107,75
11244	69,05
11251	93,05
1137	61,00
1138	100,65
1151	55,45
1156	98,60
11701	86,40
11703	108,95
11706	86,45
11710	86,45
11711	233,35
11716	108,95
11717	126,30
1 1718	108,95
11724	436,75
11738	388,50

1196	84,10
1197	71,70
1199	188,80
12002	40,65
12005	82,05
12006	116,50
1201	28,25
12010	79,95
12016	47,40
12019	88,95
1202	23,20
1211	28,25
12413	34,90
13008	207,35
1306	30,35
1309	95,15
1318	93,05
1319	71,70
1329	55,85
1335	152,40
1336	130,30
1342	110,30
1366W	35,00
1366WR	36,00
1367	61,00
1368	39,00
1368R	75,85
1370	78,40
1371	61,00
1377	98,60
1389	23,20
1392	102,70
1396	133,55
1397	74,20
1398	91,00
1452	47,55
1457	27,55
17806	36,85
HD	
14053	47,40
7402	18,60
7432	19,95
IR	
2403	52,35
2406	107,75
2408	62,70
2E01	42,70
2E02	53,05
2E02	53,05
KB	
4409	75,85
4430	27,70
4437	68,55
KHA	
102	93,05
106	701,35
KHD	
201	87,60
LA	
1130	53,75
1140	62,70
1150	24,80

1201	53,75
1222	44,10
1230	70,30
1231	53,30
1235	53,30
1240	68,55
1245	61,00
1353	53,30
2101	98,60
2110	71,70
3122	26,10
3155	53,30
3160	14,45
3201	68,55
3210	31,45
3301	83,40
3350	60,65
3361	47,55
3365	42,75
3370	60,65
3375	52,65
4102	68,55
4110	68,55
4112	55,20
41,20	53,30
4125	88,25
4126	82,45
4140	53,30
4177	34,90
4201	43,20
4430	53,30
4440	61,00
7800	68,55
7801	68,55
LB	
1405	48,05
1409	61,00
1413	23,20
1416	61,00
LC	
4081	15,70
7207	276,55
7258	202,70
LM	
1868	53,30
324	23,20
339	61,00
378	230,30
387	78,40
M	
1521	61,00
50115	172,75
50118	188,80
50119	95,85
50120	133,55
50127	172,75
50119	95,85
50120	133,55
50127	172,75
50740	243,35
50786	99,75
51104	46,75

51144	71,70
5115	94,30
5135	95,85
5138	55,15
51381	34,90
51521	68,55
51542	73,75
5156	65,00
51641	95,85
51725	34,90
51729	34,90
5187	99,20
51970	184,80
5213	24,80
5214	28,25
5215	22,70
5218	25,10
53200	18,70
53202	16,55
53216	28,20
53217	29,75
53321	26,85
54459	91,00
54519	34,90
54532	21,90
54533	34,60
54544	43,00
54825	363,80
54922	157,90
58478	95,85
58485	244,05
5G1400P	110,30
MB	
3106	35,30
3730	108,60
4204	27,70
84001	14,45
84027	35,85
84049	23,20
84069	23,20
8724	276,55
8841	365,00
8843	244,05
8855-140	492,65
8855-161	244,05
MC	
14046	78,40
5192	190,00
MK	
50372	164,70
MN	
1201	95,75
1203	101,20
1204A	69,05
1204E	69,05

1206	119,50
1208	172,75
1400PF	207,55
1400RS	123,25
1400RZ	151,15
1400SJ	311,25
1400VL	160,25
1406RMB	139,30
1405 VK	200,65
1406VKA	155,15
1406VM	200,65
1406 VQ	176,80
1421	88,70
1435	158,40
1435	112,40
1455	368,95
3008	480,00
6061	227,50
6076	150,30
6147	184,80
6165	280,80
6165	283,25
6357	96,35
9350	173,75
9351	95,85
MSL	
9350	173,75
9351	95,85
MSM	
5550	133,55
58141	34,90
5816	126,35
58301	151,65
5836	188,80
NE	
646	116,50
NJM	
2043	31,05
2901	46,85
2903	42,70
4558	55,85
4559	39,30
4560	23,20
4562	42,50
P	
001	42,70
PA	
0001	84,10
0002	117,50
0003	166,20
1001	81,25
1310	280,65
2001	195,85
2002	62,70
2003	130,30
2004	62,70

2005	142,05
2006	53,75
2007	86,20
2009	51,70
2010	116,50
2012	84,80
3001	88,95
3002	138,60
3003	228,95
3004	53,75
3005	212,35
3006	138,60
3007	79,95
3008	67,50
3009	67,50
3010	62,70
4001	106,85
4004	75,85
4005	95,15
4006	130,30
4007	88,25
4008	88,25
5001	33,05
5002	67,55
PC	
714	61,00
PD	
0002	368,95
0004	67,55
1000	108,80
1001	130,30
1002	280,65
1003	118,60
2001	138,60
2003	114,45
2006	95,15
3001	106,85
4003	154,45
4004	258,60
4005	258,60
4007	228,95
4009	351,00
4012	138,60
6001	162,75
6002	138,60
6004	180,65
6005	162,05
6006	62,70
6008	166,20
6009	166,20
7001	491,05
7004	596,55
PM	
9001	213,75
9002	177,20
PST	
161	63,95
504	62,70
506	88,25
SAA	
1250	111,25
1251	20,55

SG	
264	78,40
6533	244,05
SI	
1225	152,40
1225HD	239,95
29771	61,00
76115	57,15
STK	
0029	126,85
0039	134,90
0040	156,95
0050	154,70
014	302,35
0177	175,00
022	190,20
025	189,75
027	146,05
040	199,20
054	244,05
056	188,80
978	251,30
080	263,95
1360	301,30
2028	180,95
2038	219,10
2125	173,75
2129	188,80
2230	188,80
2240	244,05
2250	253,15
3041	95,85
3042	244,05
3082	150,80
4026	133,55
40.60	156,55
4141	228,95
415	244,05
4171	325,05
435	155,65
436	159,80
437	301,30
439	244,05
441	193,05
443	259,45
459	226,55
461	251,30
463	188,80
4843	252,80
8040	171,40
8050	185,15
STR	
1096	69,45
TA	
57	32,35
7034	365,00
7060	23,20
7066	42,70
7069	47,40
7076	95,85
7093	95,85
7109	63,80

7120	34,90
7122	23,20
7130	47,40
7136	27,55
7139	23,20
7140	14,45
7200	365,00
7202	111,00
7204	47,40
7205	19,00
7207	47,40
7210	61,00
7215	158,00
7222	135,00
7223	23,20
7227	58,00
7229	121,30
7232	70,50
7236	106,35
7240	77,90
7265	145,20
7271	72,75
7303	110,30
7313	34,90
7315	133,55
7317	26,55
7318	47,55
7320	47,55
7322	30,10
7323	44,80
7324	37,90
73.25	49,65
7328	34,90
7331	23,20
7332	39,25
7335	58,20
7342	34,90
7343	35,85
7349	47,55
7504	133,55
7612	180,65
7614	34,90
7617	184,40
7628	61,00
7629	67,55
7630	23,20
7640	73,75
7658	34,90
7668	32,10
7688	51,10
7718	102,25
78L006	25,00
TC	
5067	53,30
9121	177,20
9123	199,30
9125	188,75
9143	60,45
9300	244,05
9310	110,30
TD	
6109	34,90

TDA	
2003	66,65
3501	210,90
TL	
489	34,90
TMP	
4315	152,35
TMS	
1025	190,05
1943	61,00
1951	139,95
UA	
741	34,60
UPA	
2004	41,65
53	47,40
54	23,20
56	34,90
57	47,40
81	22,60
UPB	
552	126,85
553	105,05
UPC	
1003	67,55
1018	54,10
1026	26,10
1161	44,80
1167	40,65
1177	61,00
1181	28,00
1182	29,00
1185	52,00
1186	22,70
1187	42,70
1188	88,10
1197	23,20
1235	31,00
1277	110,10
1358	78,40
1362	95,85
1394	34,90
14312	55,40
14324	34,90
1458	47,40
159	133,55
324	23,20
339	32,40
358	34,90
4558	37,15
4741	67,55
566	33,05
574	47,40
575	61,00
577	39,30
578	20,85
585	33,05
78M08	47,55
UPD	
1703	277,85
1710	380,15
4066	22,15
4069	33,85
4081	32,85
4503	42,60
4584	48,35
546C107	244,05
547C031	244,05
547C049	133,55
552C011	188,80

552C045	160,80
552C088	138,15
552C091	290,10
553C029	533,55
553C065	385,00
553C072	233,35
553C137	188,80
553C159	190,00
553C164	211,15
553C185	172,75
553C204	211,15
650C049	345,55
VCR	
0011	74,30
0014	65,10
0022	104,40
0038	191,70
2011	135,30
2019	187,85

PIECES VIDEO DISPONIBLES

2 SA	
1003	157,90
1005	14,45
1009	47,40
101	13,75
1010	39,25
1012	34,90
1013	14,45
1015	4,85
102	14,45
1020	14,45
1026	2,75
1027	14,45
1028	110,30
1048	4,85
1049	14,45
1066	23,20
1075	64,30
1076	75,85
1077	47,40
1091	19,60
1100	4,85
1102	43,05
1103	41,00
1104	51,55
1105	51,90
1106	55,10
1108	72,75
1112	19,85
1114	15,15
1122	14,45
1123	10,35
1124	10,20
1127	4,80
1138	14,45
1141	61,00
1142	14,45
1145	7,55
1150	7,55
1156	23,20
1162	6,85
1163	14,45
1169	95,85
1170	95,85
1174	14,45
1175	34,90
1179	5,45
1184	19,85
1185	62,70
1186	61,00
1206	34,90
1215	95,85
1216	118,60
122	23,20
1220	14,45
1221	14,45
1226	14,45
1232	34,90
1265	55,80
1294	72,05
1295	118,60
1328	34,90
182	14,45
201	14,45
279	23,20
341	23,20
342	28,25
353	30,30
358	33,15
422	76,55
440	50,30
455	23,20
456	23,20
473	28,25
483	130,30
484	67,55
489	39,85
495	12,35
497	52,40
509	31,75

530	49,35
537	55,85
539	73,75
550	19,95
561	14,45
562	24,80
564	11,00
565	24,10
608	4,85
623	23,20
624	46,20
628	11,00
639	23,20
640	8,95
641	6,85
649	102,70
661	16,75
666	17,90
671	50,30
672	13,75
673	28,25
680	162,05
682	17,20
683	15,15
684	21,35
697	15,80
699	26,85
711	78,40
715	26,85
719	15,15
720	12,40
721	12,40
722	8,30
725	12,40
726	13,75
728	14,45
733	10,35
740	62,70
744	111,00
745	102,70
746	166,20
747	155,15
748	93,70
750	10,35
755	34,90
756	79,95
761	78,40
762	95,85
763	12,50
770	23,20
771	34,95
772	14,45
77313	23,20
774	18,60
777	25,50
786	4,85
790	4,85
794	17,25
797	58,60
798	22,70
808	95,85
809	41,35
810	44,80
812	14,45
814	42,70
816	31,00
817	13,75
818	39,30
823	11,95
825	5,05
826	4,85
834	6,85
835	23,20
839	58,60
842	10,35
844	6,85
850	17,90
857	17,90
858	19,95
861	23,20

872	11,95
874	4,85
879	12,65
881	8,95
884	34,90
887	17,20
893	5,45
896	23,20
898	29,60
899	31,00
904	6,85
905	11,15
906	12,50
911	133,55
912	21,35
913	31,00
925	14,45
933	4,25
934	10,35
939	24,10
949	12,50
950	8,95
951	23,20
952	10,35
964	23,20
965	15,80
966	133,55
968	26,15
970	7,15
978	11,15
979	19,95
991	23,20
992	4,85
995	22,05
999	4,85
2 SB	
1013	14,45
187	9,65
324	14,45
345	15,15
347	26,15
407	34,90
411	75,85
421	39,25
426	53,75
434	71,70
440	19,25
449	35,20
481	67,55
486	30,30
492	33,05
507	40,65
525	13,75
526	28,25
527	40,70
528	35,85
530	102,70
531	79,95
536	44,80
539	127,80
54	14,45
541	111,00
546	33,30
548	2,75
549	14,70
55	35,85
554	162,75
557	88,25
56	14,45
560	13,75
562	28,25
564	19,95
566	47,40
568	47,40
595	71,70
605	8,95
616	33,05
618	73,75
628	40,65

630	51,00
641	5,40
643	6,40
644	6,65
645	164,25
646	14,45
647	46,90
648	23,20
649	23,20
655	80,05
682	32,35
686	29,65
688	68,05
700	95,85
701	91,00
705	71,70
706	164,10
731	14,45
733	14,45
734	14,45
739	14,45
740	14,45
744	12,50
745	6,05
750	64,80
755	98,60
758	55,60
761	27,85
762	26,85
772	15,70
773	50,85
793	23,20
808	14,45
819	14,35
822	12,40
825	33,05
834	21,35
856	23,20
861	34,90
941	25,50
2 SC	
1000	11,75
1014	28,25
1026	12,40
1030	71,70
1032	12,40
1034	95,85
1047	12,40
1060	23,20
1061	28,25
1079	136,50
1096	26,15
1114	110,30
1115	130,30
1116	78,40
1124	28,25
1128	23,20
1129	14,45
1162	24,80
1166	13,75
1170	131,75
1173	24,80
1210	15,80
1211	13,75
1213	14,45
1214	16,50
1222	8,95
1226	14,45
1279	19,95
1313	11,05
1316	61,00
1317	13,75
1318	17,25
1327	11,70
1328	6,05
1342	12,40
1344	9,65
1345	11,95
1360	10,90
1362	14,45

1364	14,45
1368	45,50
1382	15,85
1383	17,90
1384	17,20
1398	21,35
1400	9,60
1403	93,05
1413	61,00
1419	26,85
1429	14,45
1438	18,60
1439	17,90
1447	14,45
1448	58,60
1449	28,25
1452	36,50
1454	61,00
1474	34,90
1475	23,20
1478	17,20
1509	23,40
1518	13,75
1520	23,20
1545	9,70
1567	24,80
1568	34,90
1569	13,30
1572	52,30
1579	188,80
1583	13,75
1586	133,65
1623	14,45
1624	31,00
1626	26,20
1627	26,85
1628	29,65
1636	14,45
1637	14,45
1649	12,40
1650	6,85
1664	61,00
1669	53,75
1674	8,95
1675	7,00
1681	8,60
1682	6,85
1683	38,70
1684	6,85
1685	5,10
1686	9,45
1688	10,90
1723	23,20
1727	23,20
1735	16,50
1740	4,80
1760	23,20
1761	23,20
1775	10,65
1810	23,20
1811	23,20
1815	4,25
1816	47,40
1826	23,20
184	17,20
1845	4,85
1846	11,50
1847	10,60
1856	34,90
1859	16,25
1885	19,95
1890	6,85
1896	34,90
1903	26,85
1904	24,10
1913	24,10
1914	5,45
1915	10,65
1919	3,95
1923	9,15

1941	34,90
1959	8,55
1962	53,30
1963	34,90
1985	78,40
1986	34,90
2001	9,65
2002	10,35
2009	14,45
2014	23,20
2021	4,15
2023	34,90
2058	23,20
2060	8,95
2068	25,35
2071	22,70
2072	78,40
2104	23,20
2120	11,90
2129	14,45
2141	23,20
2190	188,80
2212	23,20
2224	23,20
2229	11,75
2235	19,05
2238	24,05
2240	6,85
2258	15,05
2259	13,75
2275	23,00
2278	23,20
2291	12,40
2314	14,45
2315	34,90
2320	4,25
2333	47,40
2334	39,25
2335	80,05
2373	23,50
2398	95,85
2440	61,00
2458	4,25
2481	13,75
2491	71,70
2497	17,20
2525	72,75
2526	72,75
2527	47,40
2542	133,55
2545	14,45
2551	14,45
2570	26,55
2575	4,15
2577	38,15
2578	30,45
2579	54,40
2581	46,65
2588	68,50
2591	53,30
2592	17,60
2593	47,40
2602	12,40
2603	11,95
2625	95,85
2631	10,30
2632	9,55
2647	3,60
2655	7,65
2656	133,55
2676	14,45
2681	23,20
2682	14,45
2690	34,90
2705	5,55
2712	4,85
2725	23,20
2767	34,90
2768	34,90
2769	61,00

2785	4,25
2786	5,45
2787	5,45
281	19,95
2824	14,45
2839	4,85
2878	34,10
288	23,20
2922	98,60
2929	34,90
2958	23,20
3070	11,50
3181	29,75
3263	72,75
3373	23,20
352	23,20
367	31,70
369	13,40
372	5,55
373	19,25
382	26,15
403	14,45
430	22,70
458	10,65
460	10,00
461	10,25
484	60,95
486	47,55
493	173,75
495	33,05
535	12,40
536	4,15
538	23,40
627	60,65
629	14,45
693	13,75
710	8,25
711	8,30
734	10,80
735	12,40
738	24,80
756	34,90
763	12,40
783	91,00
785	11,90
790	26,15
792	88,25
793	157,90
828	13,75
829	13,75
838	15,15
857	20,20
867	78,40
869	12,40
870	10,35
871	11,05
897	75,85
900	26,85
930	14,45
945	7,55
960	53,80
971	24,80
983	31,00
984	23,40
2 SD	
1012	14,45
1021	14,45
1031	25,50
1061	28,25
1077	34,90
1111	14,45
1124	28,25
1138	47,40
1140	16,25
1189	17,20
1276	24,80
187	23,20
199	47,40
217	167,50
220	34,90

226	52,35
234	31,00
235	26,15
238	43,55
257	78,40
258	54,00
287	102,45
290	47,40
306	53,00
313	31,70
325	24,80
352	27,70
356	26,15
357	23,40
358	23,20
370	93,05
371	73,75
380	108,55
381	40,65
388	88,95
401	27,85
414	14,45
415	14,35
424	162,05
427	75,85
438	11,75
468	10,35
47	37,20
476	68,60
525	31,05
526	29,60
549	15,65
571	15,15
586	48,25
587	55,85
588	67,55
592	9,45
601	4,85
608	35,85
610	49,65
613	22,05
620	9,90
625	61,00
633	37,90
634	44,80
635	42,70
636	6,40
637	5,85
638	6,65
639	7,00
655	2,75
661	7,35
662	34,90
665	135,15
666	8,25
667	28,20
668	23,20
669	14,45
673	126,85
675	78,40
686	35,85
689	31,00
712	26,15
716	31,80
718	53,75
72	23,20
724	23,20
725	110,30
736	47,40
737	88,25
738	31,75
745	67,55
746	162,05
762	15,65
773	14,45
788	14,45
792	121,70
795	34,90
799	14,45
809	14,45

836	19,95
837	26,85
845	51,50
847	61,00
848	52,25
850	47,40
857	57,90
862	14,45
870	95,85
880	23,20
882	15,15
883	44,80
901	71,75
91	53,75
92	58,60
946	14,35
947	31,70
950	47,40
951	59,85
985	20,50
987	17,90
998	14,45
999	14,45
2 SF	
248	60,50
2 SJ	
49	212,25
74	49,40
2 SK	
107	14,45
109	13,75
117	12,40
120	14,45
129	29,60
134	212,25
150	47,40
163	15,85
168	12,40
170	15,15
184	16,30
19	15,15
23	14,45
30	12,40
34	17,90
40	27,95
43	47,40
49	24,80
61	19,25
68	23,20





VENTE PAR CORRESPONDANCE :
Nos prix sont TTC. Nous expédions :
a) Contre paiement à la commande, forfait port et emballage : 35 F
B) En contre remboursement, acompte 20 %, forfait port et emballage : 70 F.
DETAXE A L'EXPORTATION
REMISE AUX PROFESSIONNELS.

quart d'heure, après une réception à 450 km.

Les responsables de Hobbyscoop sont toujours heureux de recevoir des nouvelles d'auditeurs éloignés ayant pu charger correctement les programmes diffusés. Ils répondent également très vite à toute demande de renseignements formulée en anglais ou néerlandais, au sujet de l'achat de programmes sur cassette et du manuel. Voici l'adresse :

HOBBYSCOOP P.O. Box 1200
HILVERSUM Pays-Bas

Nous souhaitons bonne chance en France à BASICODE, tant au niveau des échanges de logiciels entre amateurs que sur les ondes : la France abrite depuis quelque temps des centaines et des centaines de radios privées, dites « libres ».

Pourquoi ne s'associeraient-elles pas les premières à ce mouvement appelé à gagner le monde entier ?

Le coût de l'opération est à peu près nul, et il est toujours bon d'innover.

Nous serons toujours heureux d'être tenus au courant de telles expériences, réussies ou encore à l'état de projet.

Patrick GUEULLE

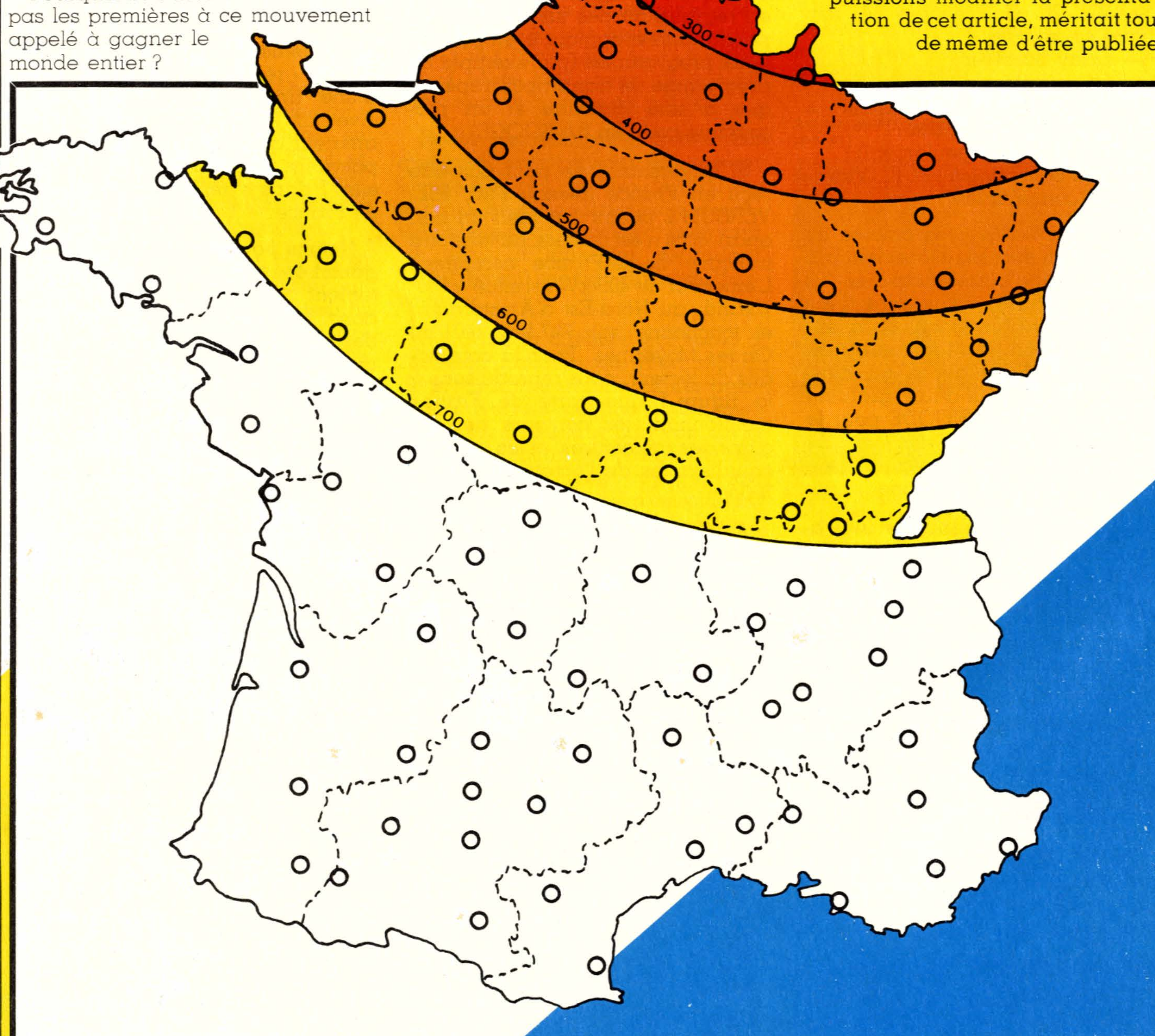
Dernière minute : horaires d'hiver HOBBYSCOOP !

Nous apprenons en dernière minute qu'à partir de la remise en vigueur de l'heure d'hiver, l'émission HOBBYSCOOP et sa rubrique BASICODE quittent HILVERSUM 2/747 kHz pour être désormais diffusée par HILVERSUM 5/1008 kHz (toujours en PO). Donc ceci annule nos assertions précédentes quant à la réception.

Le jour et l'heure changent également : HOBBYSCOOP sera programmé le Vendredi au lieu du Dimanche, et la rubrique BASICODE passera entre 20 h 10 et 20 h 15 heure française.

Puissance et situation de l'émetteur sont identiques, aussi espérons nous que ces modifications iront dans le sens d'une amélioration de la réception à longue distance (les interférences nocturnes devenaient préoccupantes sur 401 Mètres).

Nos lecteurs comprendront aisément que cette information capitale, arrivée trop tard pour que nous puissions modifier la présentation de cet article, méritait tout de même d'être publiée.



Faisant suite au AC Disco décrit dans les numéros de aôut et septembre, voici son complément direct : le AC PARAM. Correcteur de tonalité acceptant les plus hauts niveaux d'entrée, stéréo, agissant à la fois sur l'amplitude et la sélectivité des fréquences choisies, cet appareil, suivant son mode de construction, pourra servir à compenser les défauts acoustiques d'une salle ou d'un salon, ou à créer un climat particulier par délinéarisation, ou enfin à combattre l'effet Larsen dans les prestations en direct.

AC PARAM

un équaliseur paramétrique

Bien qu'ayant été spécialement étudiée pour les possesseurs du AC Disco, la réalisation que nous vous proposons ici est entièrement autonome. Ainsi sera-t-il possible de l'utiliser dans tous les cas de figure où il s'avère nécessaire d'effectuer une correction en fréquence et ce, avec une souplesse qui ravira tous ceux d'entre vous qui en entreprendront la construction.



Présentation

Le terme « EQUALISEUR » est maintenant bien connu du grand-public, ne serait-ce que par l'apparition sur le marché des multiples accessoires destinés à sonoriser les véhicules. Toutefois, il semble utile de préciser qu'il existe trois types d'équaliseurs : 1° les multibandes, 2° les semi-paramétriques, 3° les paramétriques (comme se caractérise le AC PARAM).

— **Les multibandes :** Il s'agit d'appareils constitués d'une série de filtres affectés chacun à une fréquence particulière (répartis par octave ou tiers d'octave), et dont la sélectivité est définie une fois pour toutes à la construction. Ainsi, chaque potentiomètre permet de relever ou d'affaiblir une « bande » de fréquences, plus ou moins vaste, et dont la fréquence centrale est celle qui est indiquée sous la commande de réglage. Ce type de matériel est spécifiquement utilisé pour les corrections dites fixes : un professionnel égalise un endroit donné et on ne touche plus aux règlages. La firme ALTEC propose d'ailleurs ses équaliseurs avec un panneau avant qui interdit tout accès intempestif aux règlages. Une exception pourtant : les sonorisateurs itinérants qui refont

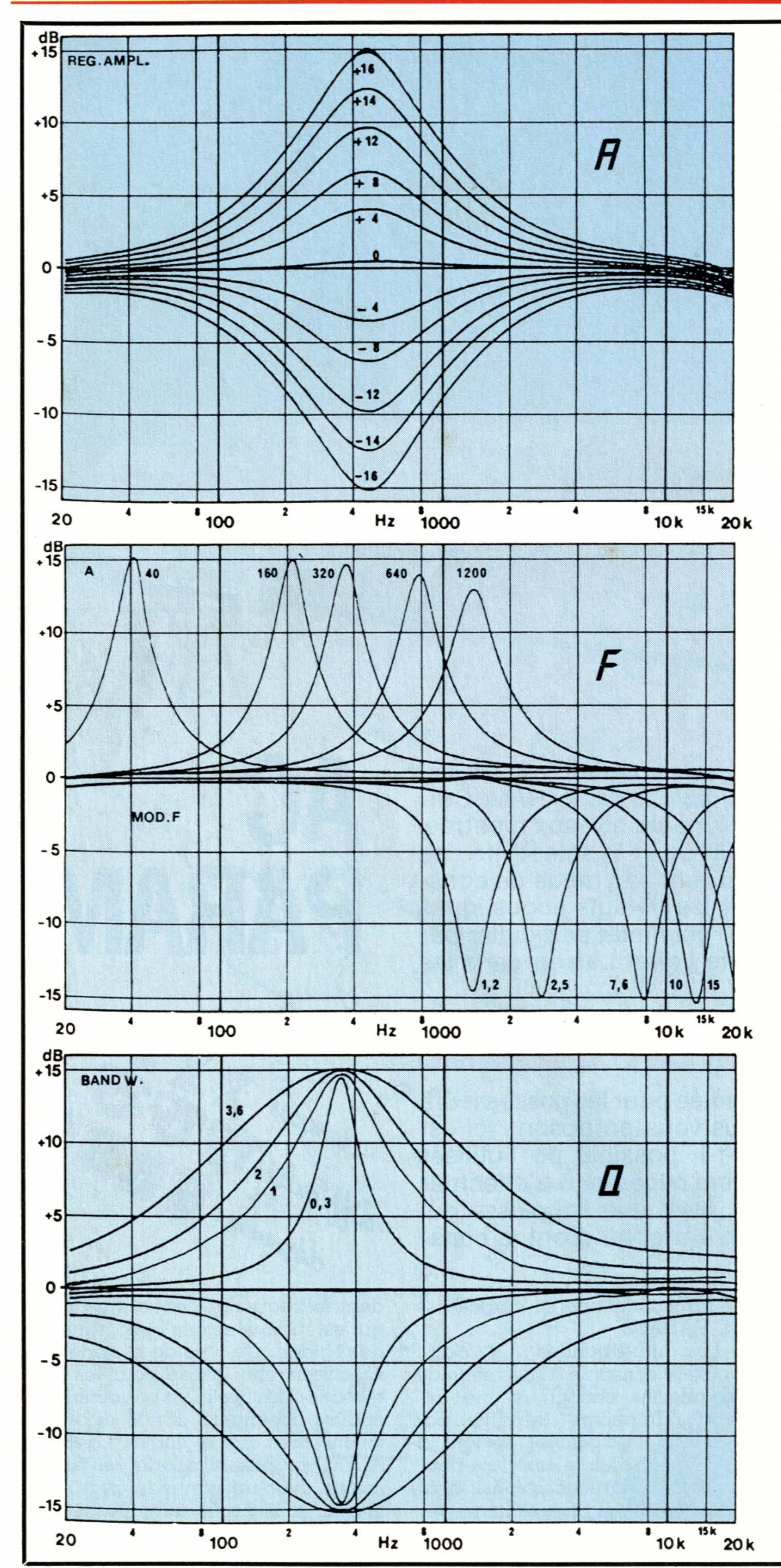


Figure 1 - Courbes mettant en évidence les variations des trois paramètres.

Figure 1 a - Variation de l'amplitude à une fréquence fixe (ici 500 Hz). Les tracés s'arrêtent à (±) 16 dB mais il faut noter que la réalisation permet d'obtenir (±) 18 dB.

Figure 1 b - Déplacement en fréquence. Les tracés positifs conernent la cellule grave, les tracés négatifs la cellule aigue. Bien entendu toutes les positions intermédiaires sont possibles.

Figure 1 c - Variation de la sélectivité du filtre (Q). Le troisième paramètre est plus rarement modifiable que les deux précédents.

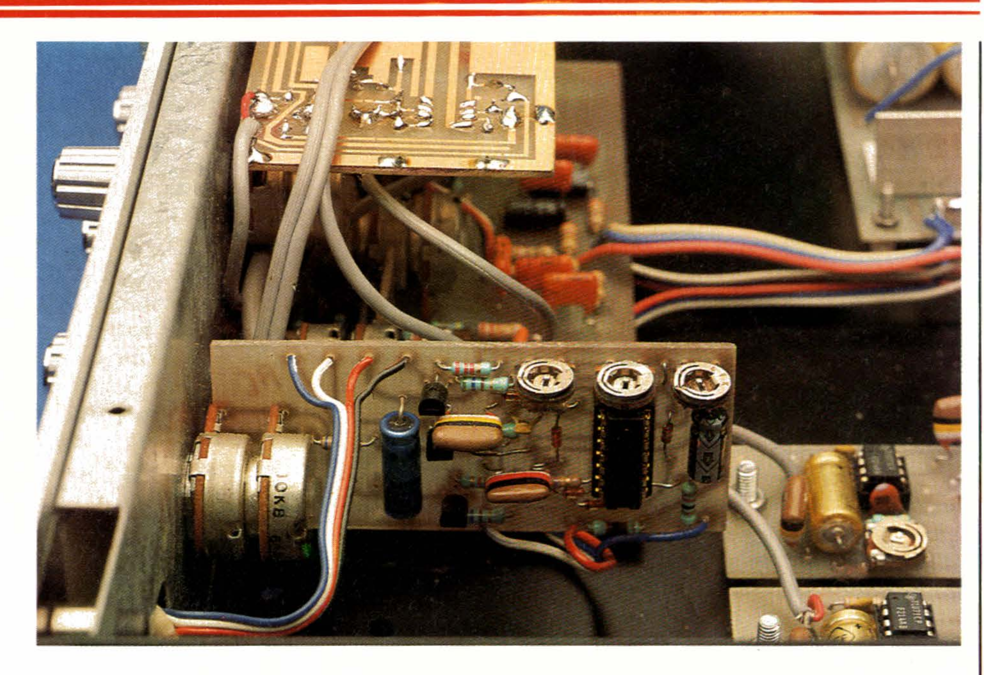
les règlages dans chaque salle de concert. L'auteur se rappelle avoir vu « équaliser » la sono de retours sous chapiteau pour un spectacle d'Eddy Mitchell, le sonorisateur y passa quatre heures de solitaire et fastidieux travail, mais le résultat paya : le « son », pas un seul semblant d'accrochage, et un confort évident pour les musiciens et Eddy. Un vrai spectacle ne s'improvise pas !

— **Les semi-paramétriques** : Très vite on s'est rendu compte qu'il était parfois ridicule d'utiliser un correcteur 24 bandes là où une correction de – 6 dB à 775 Hz s'avérait suffisante. Et de cette constatation est né le semi-paramétrique : un potentiomètre d'efficacité, et un second permettant de faire varier la fréquence centrale du filtre. Ainsi est-il possible de centrer ce filtre sur la fréquence exacte que l'on veut corriger, sans se trouver confronté au cruel dilemme du choix entre un point inférieur et un supérieur. Ce type de correcteur est très souvent affecté aux consoles de mixage, où il se trouve réservé aux médiums. Ceci est un net progrès par rapport aux réglages FIXES : quoi de plus ridicule qu'un arbitraire « médium » à 1000 Hz ?

Pour rendre à César ce qui lui appartient, signalons que c'est la firme française FREEVOX qui construisit le premier « paramétrique », à la demande de Monsieur Henry Salvador.

Les musiciens exécutants commencent à découvrir ce genre de correcteur sur leurs amplis, et les marques les plus prestigieuses ont des schémas qui s'approchent beaucoup du notre mais... il leur manque un paramètre !

— **Le « vrai » paramétrique** : Il se comporte pour l'essentiel comme son petit frère : réglage d'efficacité, choix de la fréquence centrale, mais en plus il s'ajoute un réglage de sélectivité, ou largeur de bande. La **figure 1** illustre bien ses trois actions. En **figure 1 a** on reconnait l'influence du réglage d'efficacité, **figure 1 b** on peut voir les variations possibles des fréquences centrales des filtres. Il est à noter que les bandes « graves » et « aigues » sont séparées et que ce sont deux filtres qui se répartissent, l'un de 35 à 1200 Hz, l'autre de 1200 Hz à 20 kHz, la bande audio totale. Notons aussi que les courbes tracées ont une sélectivité constante d'à peu près un tiers d'octave. Enfin en **figure 1 c**, on découvre le dernier



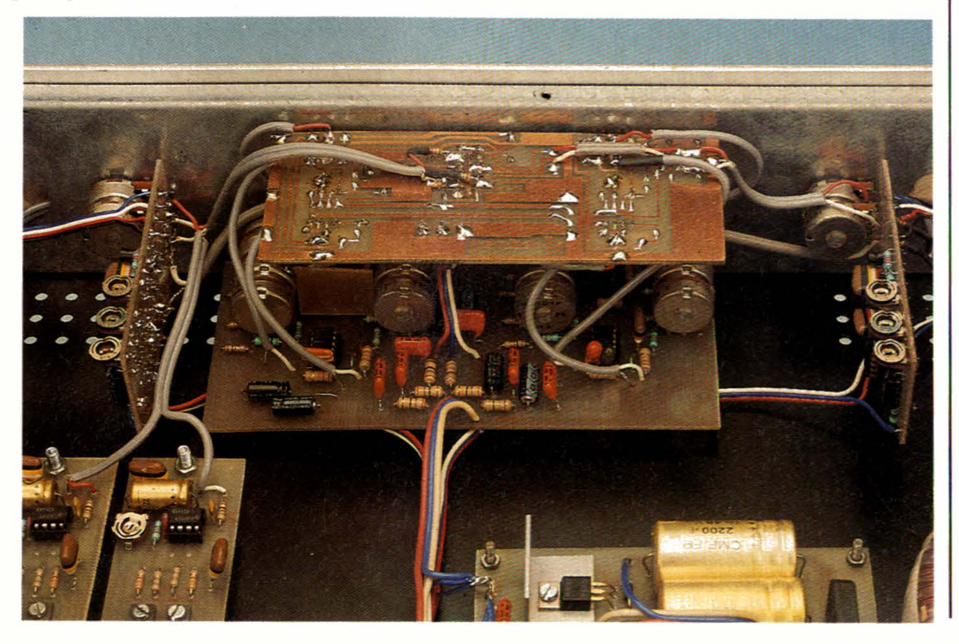
paramètre qui est justement la sélectivité (Q). Elle a été rendue variable de 0,3 à 3,6 octave. Pour fixer les idées, rappelons que 0,3 représente la sélectivité d'un correcteur multibande de qualité (24 fréquences), et que 3,6 approche les caractéristiques d'un Baxandall classique.

Si on imagine un instant toutes les combinaisons possibles provenant de la variation de ces trois paramètres il y a de quoi broyer du noir sur un coin de table... traçante.

Danger

Il est rarissime que RADIO PLANS propose dans ses colonnes des réalisations présentant un réel danger, mais il est de notre devoir d'avertir en toute conscience le lecteur du risque qu'il encourt à dépasser la dose prescrite de la potion dont nous allons divulguer la formule ! L'oreille humaine est un organe merveilleux (il entend plus d'octaves que l'œil n'en voit), mais FRAGILE. Chaque overdose est tragiquement « sans retour » intégralement s'entend : à la sortie d'une discothèque bruyante un individu pert 80 % de sa perception auditive. Au bout de quelques jours il aura récupéré, mais en perdant DEFINITIVEMENT 5 % de ses capacités précédant son exposition au bruit. L'auteur a des amis musiciens qui deviennent progressivement sourds et qui, en en ayant pris conscience tard, sauvent les « meubles » en montant sur scène les oreilles bourrées de coton...

Tout ceci n'est pas très drôle, mais il faut le dire... fort. Un équaliseur mal utilisé peut déformer une oreille inconsciente (surtout si la pression

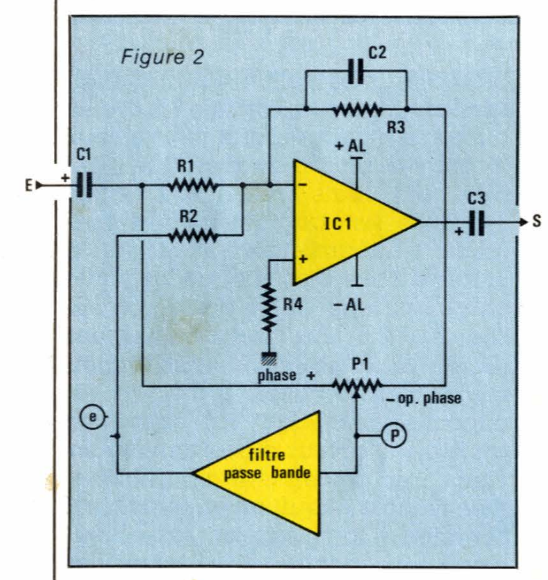


acoustique s'en mêle). L'excès en tout est un danger, et un homme averti doit être prudent !

Le schéma

Pour arriver à nos fins, il nous faut un filtre sélectif variable en fréquence et en sélectivité, agissant en réaction ou en contre-réaction sur un amplificateur qui, à l'état neutre, sera de gain unité.

Cet amplificateur, nous l'appellerons cellule de correction, est représenté **figure 2**. Il s'agit tout simplement d'un ampli sommateur, inverseur, et de gain unité. Le signal à corriger est isolé du continu par C_1 et traverse R_1 avant d'aborder l'entrée négative de IC_1. Le même signal sera disponible à la sortie de C_3 si $R_1 = R_3$. Ce qui est le cas. C_2 ne sert qu'à stabiliser IC_1 et ne doit pas intervenir dans la bande audio.



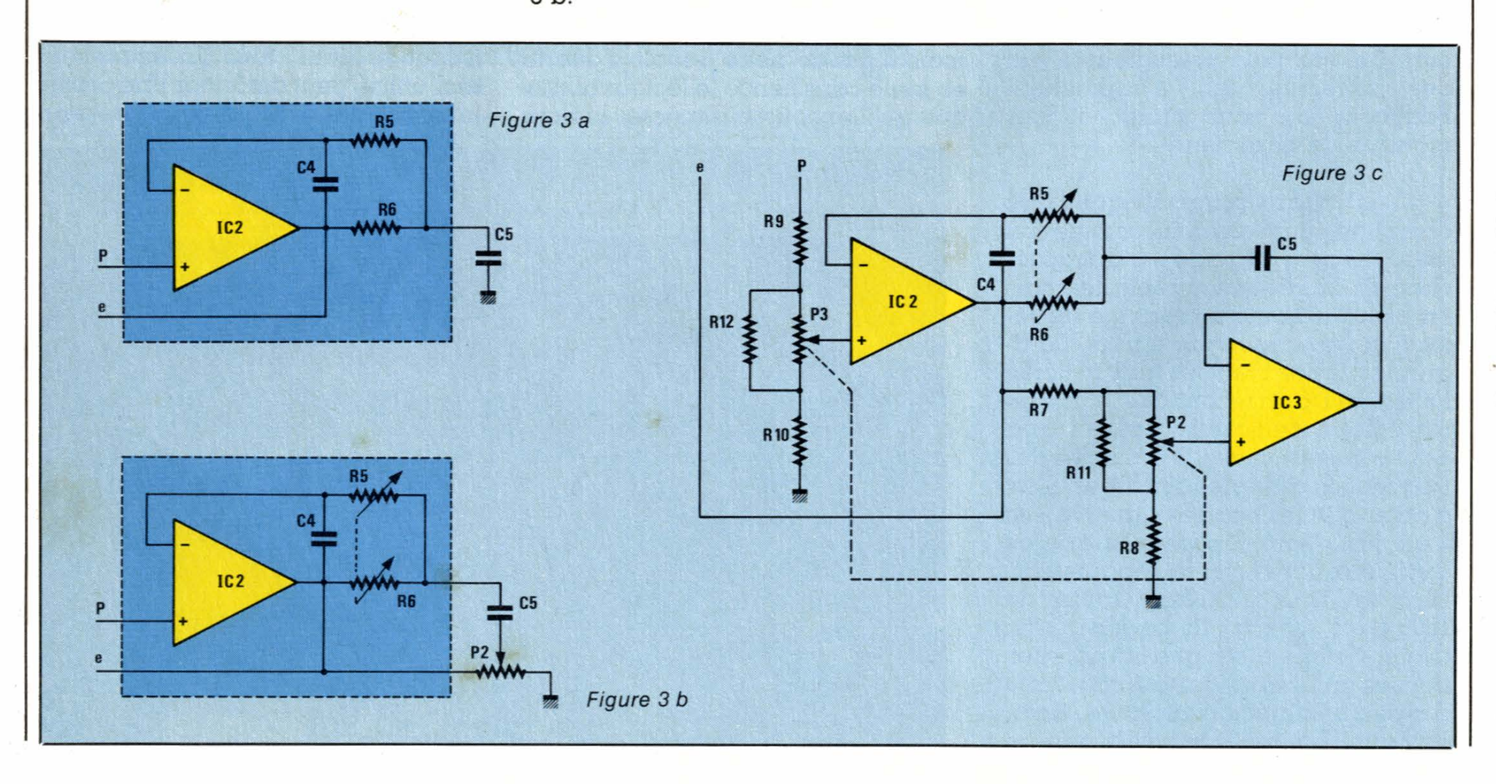
Dès à présent une remarque d'importance s'impose : IC_1 étant inverseur, il faudra impérativement un nombre pair de cellules si on veut respecter la phase du signal (très important si on effectue une comparaison linéaire corrigée). Notre réalisation en comporte deux, donc pas de problème, mais avis aux extentionnistes !

La **figure 2** indique un potentiomètre P_1 pontant R_1 et R_3. Un filtre passe-bande branché sur son curseur, verra suivant que celui-ci s'approche de C_1 ou de la sortie de IC_1, son signal d'entrée en phase ou en opposition de phase par rapport à E. Si on ré-injecte sur le sommateur (en R_2) la sortie de ce filtre - à la condition qu'il soit non inverseur - on cumulera ou soustraira les portions de bande déterminées par le filtre. La structure ainsi exposée, on constate que P_1 sera le régleur d'efficacité. Il ne reste à résoudre que le problème du filtre, et celui-ci est détaillé **figure 3**.

Tout d'abord il a été retenu pour principe d'utiliser une self simulée. L'accord est très pointu et l'amortissement facile à obtenir. La **figure 3 a** détaille un tel type de self, associée au condensateur C_5, afin de s'accorder sur une fréquence déterminée par R_5, R_6, C_4 et C_5. Ce montage de base a évolué dans un premier temps, comme le montre la **figure 3 b**.

Tout d'abord R_5 et R_6 ont été rendues variables afin de choisir la fréquence du filtre, puis la self a été amortie en reliant C_5 au curseur de P_2. Ainsi, l'amortissement créé par rétroaction devenait réglable. Toutefois, si l'ensemble marchait, présentait-il de nombreux défauts. Tout d'abord le point de prélèvement de C_5 sur P_2 était incorrect, un étage suiveur constitué par IC_3 a résolu le problème. Mais il en restait d'autres : en effet, la variation d'amortissement créait une variation de gain du filtre. Ceci était impensable, car seul P_1 était habilité à cette fonction. Il a donc été nécessaire d'introduire une compensation (P_3), et le résultat final apparait **figure 3 c**. Pour déterminer une efficacité de +/− 18 dB, et une régularité d'amplitude du signal en fonction de la variation de la sélectivité, il a fallu ajuster P_2 et P_3, grâce à R_7... R_{12}. Ainsi à t-il été possible, conjointement à une cellule de correction (**figure 2**), de créer une cellule de filtrage dont l'efficacité soit réglable par P_1, la fréquence par R_5 et R_6 couplées, et la sélectivité par P_2 et P_3 couplés.

Comme nous l'avons déjà dit, en mettant deux cellules complètes de ce type en série, le signal retrouve sa phase,et en faisant varier à l'intérieur de ces cellules C_4 et C_5, on pouvait obtenir une correction spécifique aux fréquences basses et une autre aux fréquences élevées. De là à passer au schéma général de la **figure 4**, il n'y avait qu'un pas, franchissons le donc ensemble.



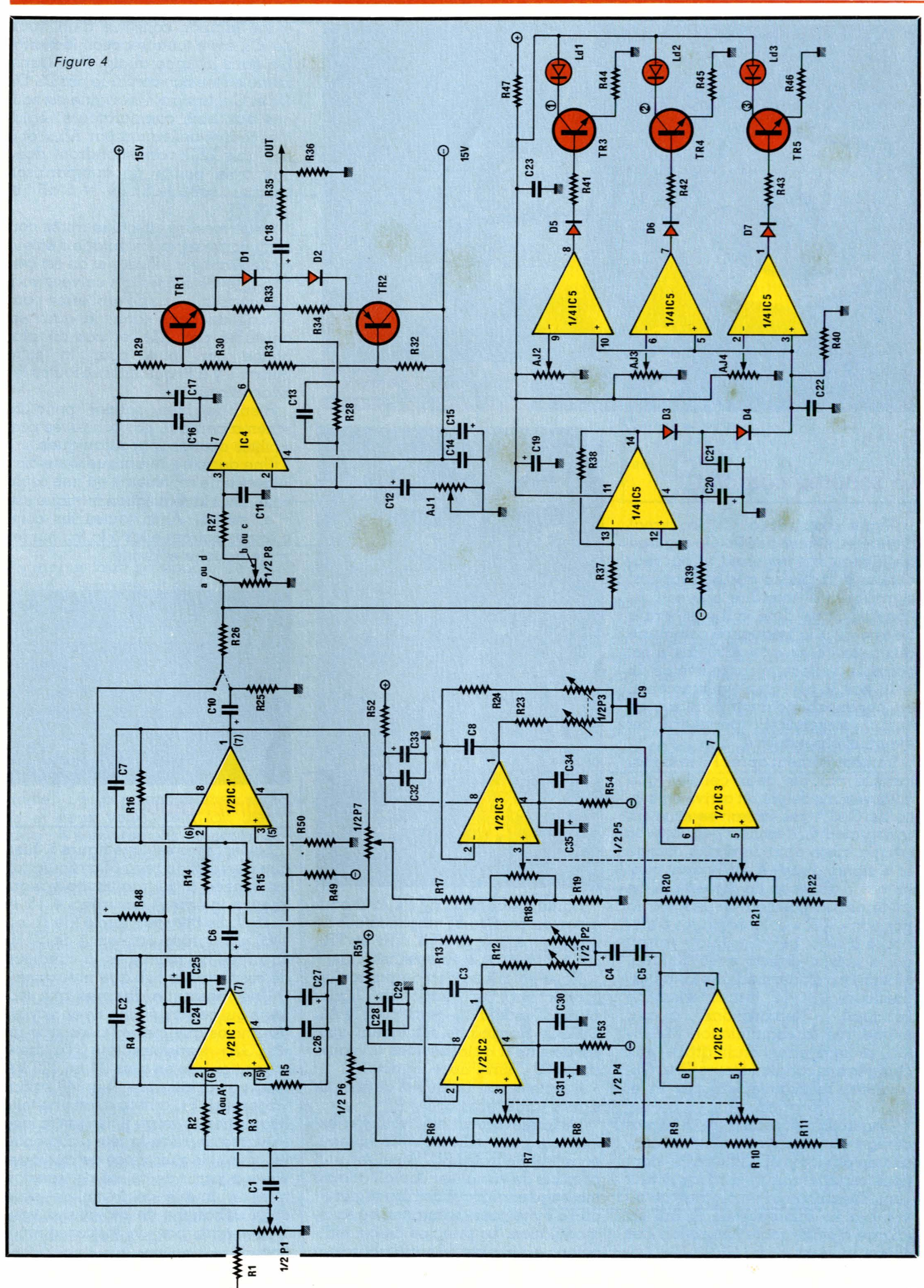
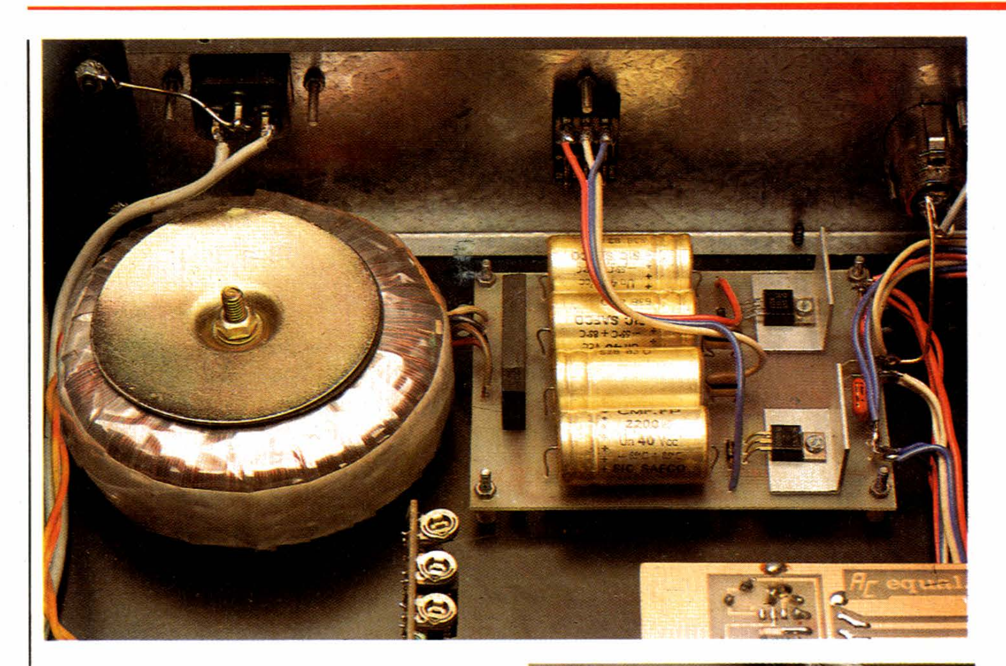

15V
OUT
15V
TR1
TR2
TR3
TR4
TR5
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
Ld1
Ld2
Ld3
IC4
1/4IC5
1/2IC1
1/2IC1'
1/2IC2
1/2IC3
1/2 P1
1/2 P2
1/2P3
1/2 P4
1/2 P5
1/2 P6
1/2 P7
1/2 P8
AJ1
AJ2
AJ3
AJ4
a ou d
b ou c
A ou A'
in

Figure 4

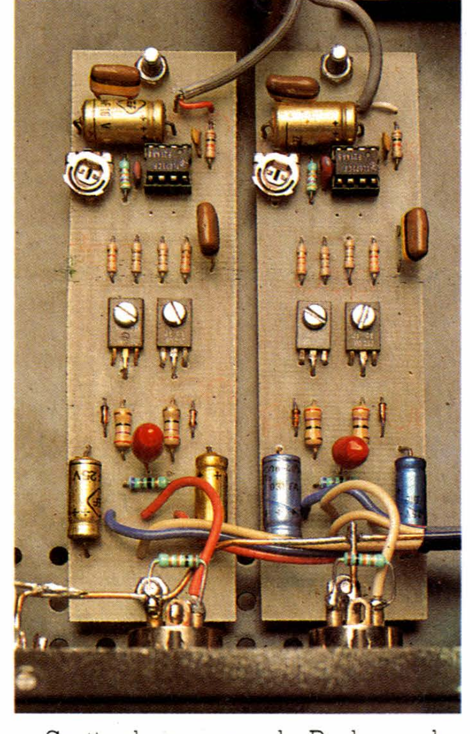


Le schéma complet

Avant d'arriver à C_1, le signal d'entrée est dosé par P_1. Ce réglage de niveau est impératif si on veut obtenir à la fois un très bon rapport signal/bruit et interdire une saturation des filtres. Il ne faut pas perdre de vue qu'à la fréquence commune aux deux cellules (≅ 1200 Hz), il est possible d'effectuer un relevé de 18 + 18, soit 36 dB ! Bien évidemment il est impensable d'avoir à utiliser ce cumul, toutefois P_1 permettra cet éventuel cas extrème.

Immédiatement après P_1, le signal transite par les deux cellules que nous venons de voir et arrive en sortie de C_{10}. A cet endroit se situe un interrupteur I_1, destiné à permettre la comparaison entre le signal corrigé et le signal direct. Il est évident que, en cas d'absence de correction, on préfèrera la position « FLAT » à la position « ON » et les règlages d'efficacité à zéro, pour la simple raison de la liaison directe avec l'entrée. Moins il y a d'intermédiaires inutiles, meilleure est la transmission de l'original ! Remarquons quand même que la commutation FLAT - ON se fera sans bruit grâce aux charges des condensateurs C_1 et C_{10}, réalisées respectivement par P_1 et R_{25}.

Continuant son chemin, le signal corrigé est à nouveau dosé en amplitude par le potentiomètre P_8 - dont nous reparlerons -, mais qu'il faut considérer comme un réglage de niveau (à la différence de P_1 qui est chargé d'éviter toute saturation des filtres).



Sortie du curseur de P_8, la modulation est confiée à l'amplificateur de ligne constitué de IC_4, TR_1 et TR_2, ainsi que leurs éléments associés.

Nous ne dirons rien de particulier concernant cet ampli de ligne, puisqu'il a déjà été décrit pour le AC DISCO. Rappelons seulement qu'il est destiné à autoriser des niveaux, sous 600 Ohms, de + 18 dB.

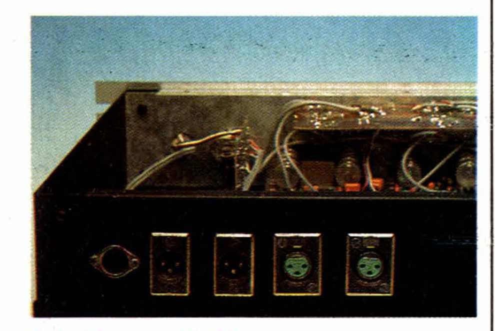
Il reste a voir ce qu'est devenu le signal transitant par R_{37} ?

Ce prélèvement est destiné à exciter un petit indicateur de niveau, constitué de trois LED. Ainsi sera-t-il possible de visualiser l'amplitude du message corrigé, et de bien règler P_1 afin d'éviter toute saturation ou sous-modulation. Le principe de cet indicateur est simple : Tout d'abord un étage tampon constitué d'un quart de IC_5, évite toute réaction indésirable dans la ligne audio. Puis transformé en tension continue par D_3, D_4, C_{21} et C_{22}, le signal d'origine est soumis aux trois comparateurs règlables individuellement par $AJ_{2,3}$, et $_4$. Les trois LED correspondront donc aux trois points de comparaison choisis, soit − 5 dB, + 5 dB et + 15 dB.

Cette mesure effectuée après correction, présente l'avantage d'être la seule vraiment efficace si on est certain que les étages qui suivent vont « encaisser ». Pas de problème pour l'ampli de ligne (dont le gain est ajustable par AJ_1), et pas de problème non plus pour la suite puisqu'il y a P_8 qui autorise toutes les adaptations.

Rien de bien sorcier pour ce schéma général, par contre les possibilités offertes sont sataniques...

Une dernière remarque toutefois : le dessin ne représente qu'une seule voie, mais la réalisation pratique est, elle, stéréo. Ainsi toutes les commandes agiront-elles à la fois sur les voies gauche et droite.

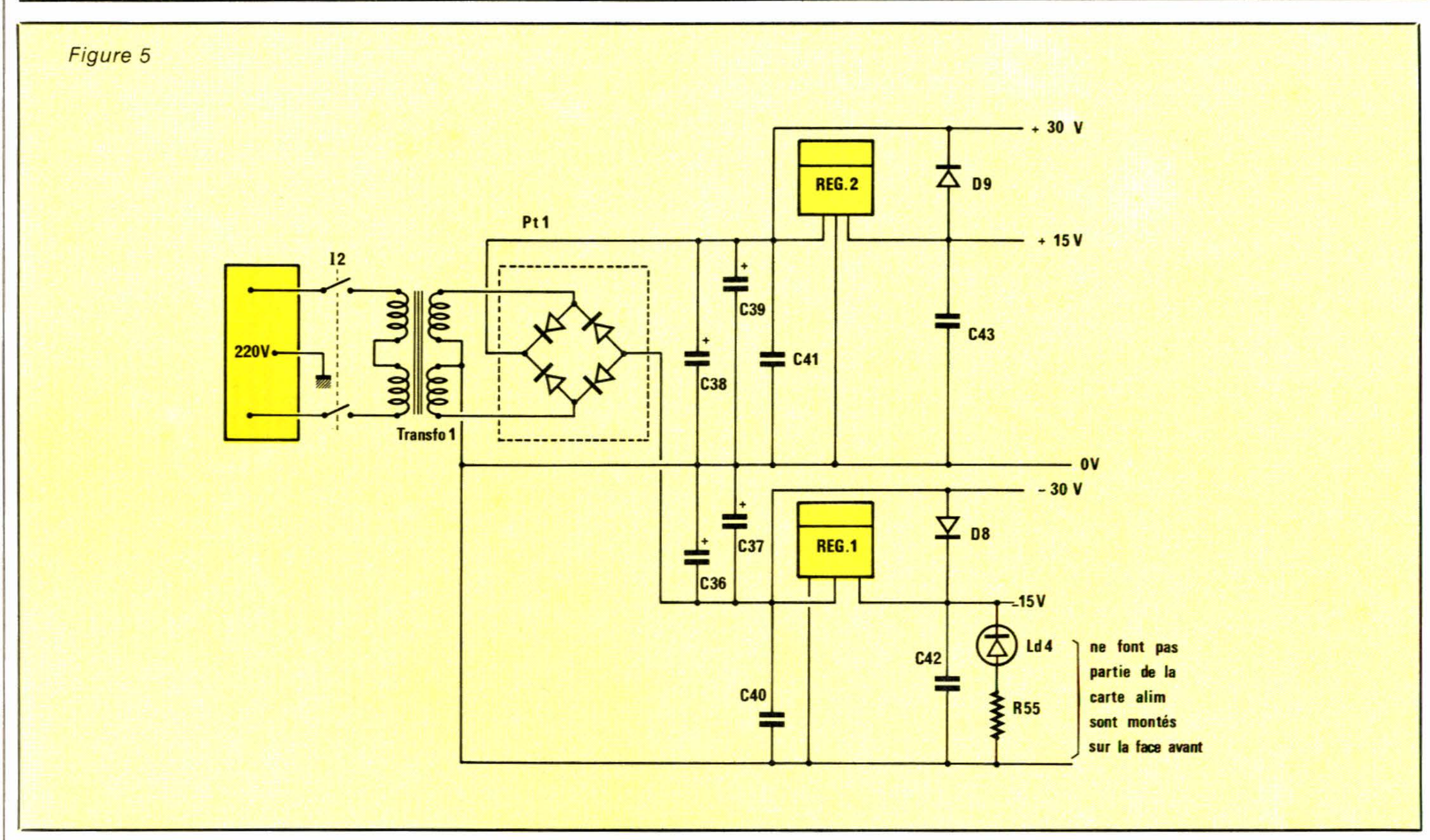


L'alimentation

Son schéma est livré **figure 5**. Rien que du vu et du revu ! La régulation est confiée à de traditionnels régulateurs intégrés, assurant + 15 et − 15 V. Le filtrage musclé (deux fois 4400 µF) garanti l'absence de 50 Hz et autres harmoniques, à condition de respecter le cablage préconisé.

Une remarque destinée aux lecteurs qui se sont évanouis en voyant les photos qui laissent découvrir un «MEGA» transformateur d'alimentation (torique en plus !) : un 120 VA n'est pas nécessaire et un 40 suffira largement. Si l'auteur a fait une telle acquisition, c'est qu'il a la petite idée suivante derrière la tête : alimenter un ampli de puissance de quelques watts à partir de ce même transformateur. Inutile de le suivre dans cette débauche de moyens si vous n'envisagez pas de surconsommation.

Figure 5



Pour nous faire pardonner de ces frayeurs, il sera décrit en fin de paragraphe REALISATION une version super-économique, réservée aux lecteurs qui ont déjà réalisé le AC DISCO.

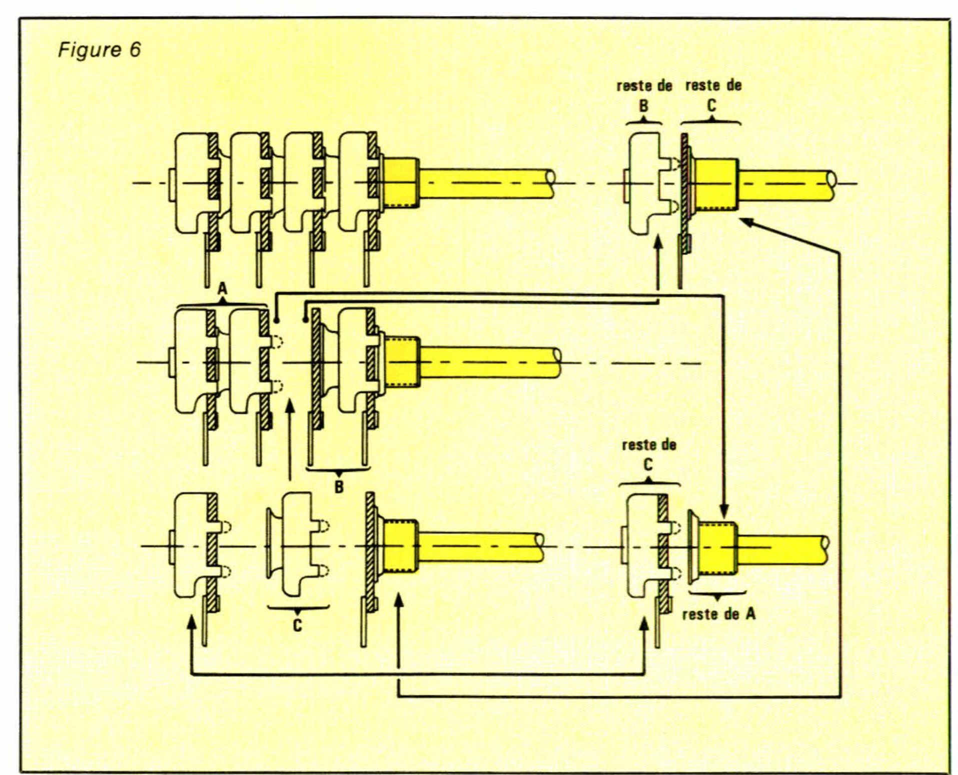
Réalisation pratique

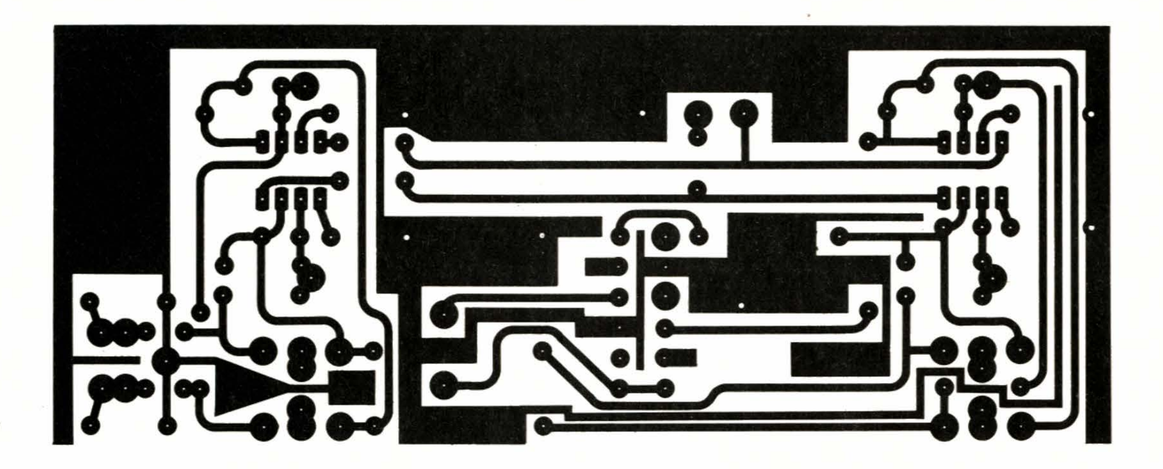
Elle commence par la création des pièces particulières que sont les potentiomètres quadruples, destinés aux réglages de fréquence et de sélectivité. Deux potentiomètres par voie et deux voies, celà fait bien quatre ! N'esssayez pas de poser la question sur leur disponibilité à votre fournisseur habituel : il s'effondrera ou deviendra tout rouge. Non, même si ces produits ont été fournis à des marques comme BOUYER, l'amateur devra se les bricoler. Qu'à celà ne tienne, nous en avons déjà vu d'autres.!

La **figure 6** donne le mode opératoire. Recette : Pour se fabriquer un potentiomètre quadruple et récupérer deux potentiomètres simples, se procurer trois potentiomètres doubles. Redresser les griffes enserrant l'axe et le canon fileté du premier (A). Faire de même pour ce qui concerne la coupelle arrière du deuxième (B). Le troisième sera dépouillé de la même façon de sa partie centrale (C). Assembler A, B et C comme le montre la figure : le potentiomètre quadruple est réalisé. Avec ce qui reste, recomposer deux modèles simples comme l'indique le dessin. Mettre tout dans un petit sac et le montrer à votre revendeur, sans en profiter pour lui tirer la langue... N'aurait-il pas été dommage de se priver d'un tel composant si facile à réaliser ? Un point très important tout de même : ce type d'assemblage n'est possible qu'avec les éléments de marque RADIOHM ou MATERA, faire attention au moment de l'approvisionnement. (RADIOHM vient de déposer son bilan mais il reste des stocks).

La réalisation et le câblage des circuits imprimés ne doit pas poser de problème. Pour rendre la dispositon des commandes rationnelle, nous nous sommes trouvé dans l'obligation de séparer en deux la partie audio. La première, qui regroupe les quatre cellules inverseu-

Figure 6

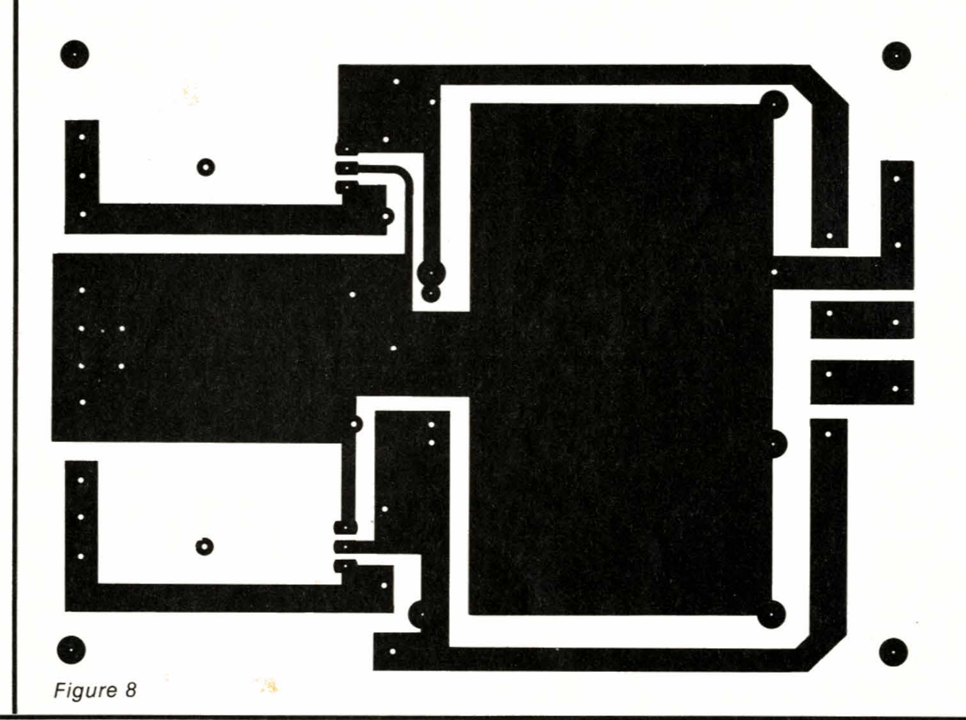



Figure 7

ses, est représentée à la **figure 7.** Ne pas oublier les deux straps, de monter des supports pour IC_1 et IC_1', de faire les liaisons ER, EL, à I_1 côté cuivre, et de câbler également R_{25} et R_{25}' côté cuivre.

L'alimentation est regroupée sur le circuit de la **figure 8,** qui n'appelle pas d'autre commentaire que la présence de deux petits refroidisseurs sous RG_1 et RG_2. Ils peuvent être achetés tout faits ou être confectionnés dans une équerre d'alu de 20 × 20 comme le montre la maquette.

La deuxième partie audio, la plus conséquente, s'assemble sur le CI **figure 9.** C'est sur cette carte que sont implantés les potentiomètres quadruples, mais ne pas oublier de câbler les résistances qui sont dessous, avant de les souder ! Comme pour son complément, prévoir des supports pour les intégrés. Un petit


Figure 8

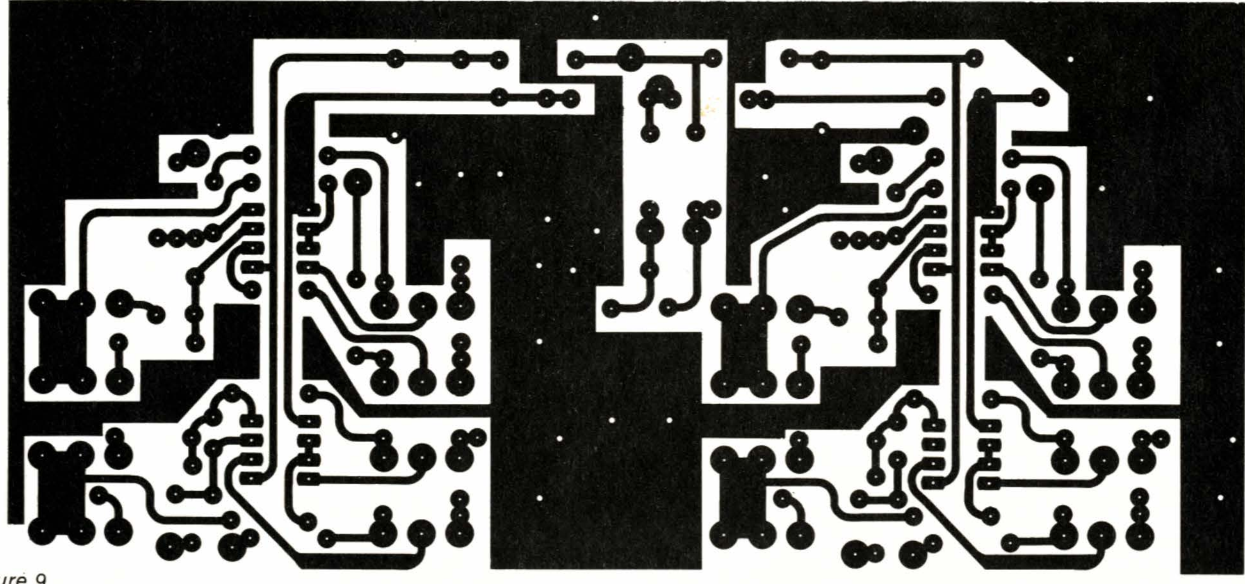

Figure 9

Figure 7

Figure 8

Figure 9

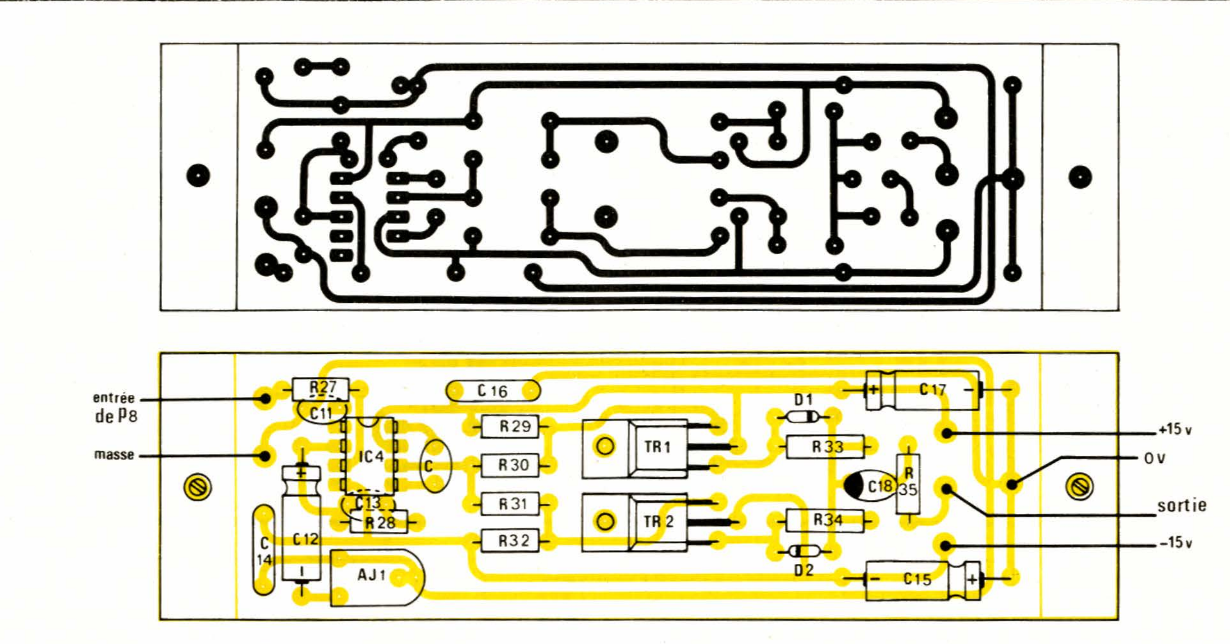


Figure 10 l'amplificateur de ligne. CI et implantation (prévoir 2 exemplaires).

blindage, constitué d'une chute de circuit imprimé vierge, est soudé entre P_3 et P_5, il est destiné à réduire la diaphonie entre les voies gauche et droite des cellules aigues. Son importance est déterminante et il sera soudé directement sur les coupelles de P_3 et P_5, en veillant bien à ce que sa partie inférieure soit en contact avec le plan non cuivré du CI des filtres.

La **figure 10** reproduit la même implantation d'ampli de ligne que pour le AC DISCO. Cette carte sera à reproduire en deux exemplaires, un pour la voie gauche et un pour la voie droite. Prévoir aussi des supports pour IC_4.

Une autre carte est à prévoir en double exemplaires : il s'agit de l'indicateur trois états (**figure 11**). Elle présente la particularité d'être câblée différemment suivant qu'elle portera P_8 ou P_1 : Si la carte porte P_1, il ne faut pas de strap. Brancher un fil blindé au point y (au bout de R_{37}) et en relier l'autre extrémité au point x de la carte portant P_8. Pour celle-ci, mettre un strap entre y et d.

Cette particularité de câblage est due au fait que les deux indicateurs de niveau sont branchés en sortie des correcteurs, donc sur P_8. Pour la carte qui est portée par P_8 il n'y a pas de problème, la liaison avec R_{37} se fait « sur place ». Par contre, l'autre carte doit aller chercher son point de prélèvement par fil extérieur sur P_8. Ainsi l'indicateur de droite est à droite de la face avant et l'indicateur de gauche est à gauche.

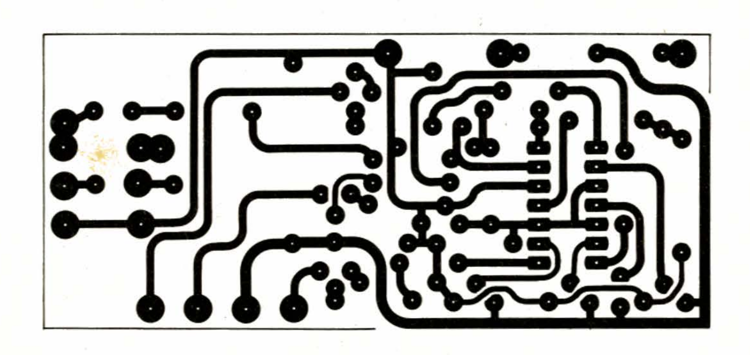


Figure 11

Montage économique

Comme nous l'avions promis, voici quelques idées pour autoriser une simplification du montage, réservées pourtant exclusivement aux lecteurs qui ont déjà réalisé le AC DISCO. A la partie supérieure de la **figure 12**, on retrouve le diagramme de celui-ci : préampli PU, ampli de ligne, et ampli de casque. Dans le montage qui était décrit, les points A, B, et C étaient communément reliés. En ouvrant ces liaisons, il est possible d'insérer entre A et B les cellules de filtrage du AC PARAM. Ainsi économise-t-on les deux amplis de ligne de celui-ci. Il suffira d'effectuer les liaisons AA et BB comme le montre la **figure 12**. En ce qui concerne le point C, il est possi-

ble de le relier soit à A, soit à B : si il est en A, l'ampli de casque recevra toujours la modulation non corrigée (prélèvement avant correcteurs). Si il est en B, il profitera comme l'ampli de ligne, des corrections. A condition toutefois que le commutateur I_1 ne soit pas sur FLAT !

Pour faire les liaisons externes (AA et BB), qu'il faut assurer pour les voies gauche et droite, il avait été prévu un emplacement pour une fiche DIN 5 broches supplémentaire, dans le descriptif du chassis AC DISCO (à côté de la fiche DIN TC CONSOLE). RADIO PLANS ne laisse rien au hasard !

Une possibilité d'économie consisterait à alimenter le AC PARAM par le AC DISCO (ou inverse). Bien que cette formule ne soit pas très rationnelle, on peut l'envisager au moins dans un premier temps, à condition de laisser à chacun ses propres régulateurs et d'avoir déjà économisé les amplis de ligne, comme nous venons de l'indiquer.

Aucune de ces modifications n'entraîne un changement d'aspect des faces avant des deux appareils ; le lecteur pourra prendre sa décision sans avoir à repenser toute l'organisation décrite.

Une dernière remarque : le AC DISCO est destiné à des usages professionnels. Il en est de même pour le AC PARAM. Ainsi faut-il prévoir une éventualité de défaillance pour celui-ci. Il serait en effet intolérable d'immobiliser une platine pour une panne de correcteur ! La commutation FLAT assure, comme elle a été conçue, cette sécurité : exclusion pure, simple et totale des cellules de filtrage.

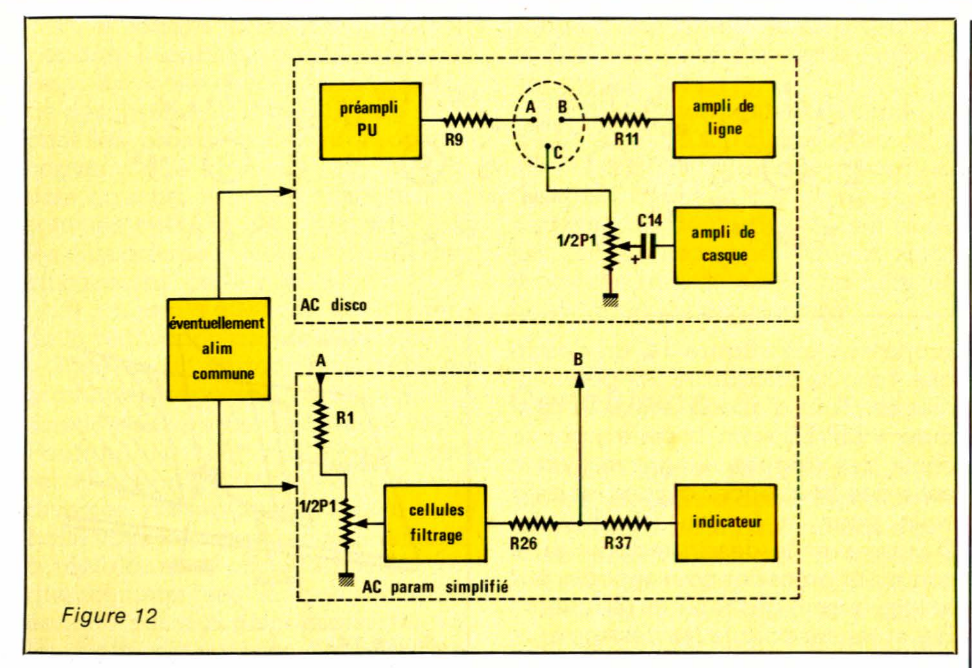


Figure 12

Préparation du coffret

Le plan de perçage est donné à la **figure 13**, uniquement pour vous porter chance au cours de cette phase délicate… L'ensemble est suffisamment détaillé pour apporter peu de commentaires. En ce qui concerne la face arrière, on trouve de gauche à droite : une prise secteur chassis, une prise UMD 12 broches (réservée à d'éventuelles liaisons extérieures), deux XLR femelles, deux XLR mâles et une DIN 5 broches. Les choix qui ont été faits ne sont pas du tout impératifs et chacun fera comme bon lui semble.

La plaque de fond sera vite préparée : 6 trous seulement puisque il y en a trois qui font déjà partie des aérations. Les cartes alim. et amplis de ligne seront fixées à l'aide d'entretoises de 10 mm.

La contre-plaque avant est percée de quelques trous de 19 mm, qu'il sera très facile de faire avec un emporte-pièce. Ils sont destinés à laisser passer les éléments qui ne sont pas montés sur celle-ci : I_2, toutes les LED, et I_1. Ils servent aussi au passage des fils des liaisons d'entrées.

Reste la façade à préparer et décorer. Nous conseillons vivement de pointer simultanément, avec un foret de 3 mm, la façade et la contre-façade : c'est la seule façon pour ne pas avoir de mauvaise surprise au moment de l'assemblage.

Une fois soigneusement percée, il faudra décorer cette plaque. Pour vous faciliter la tâche, nous vous

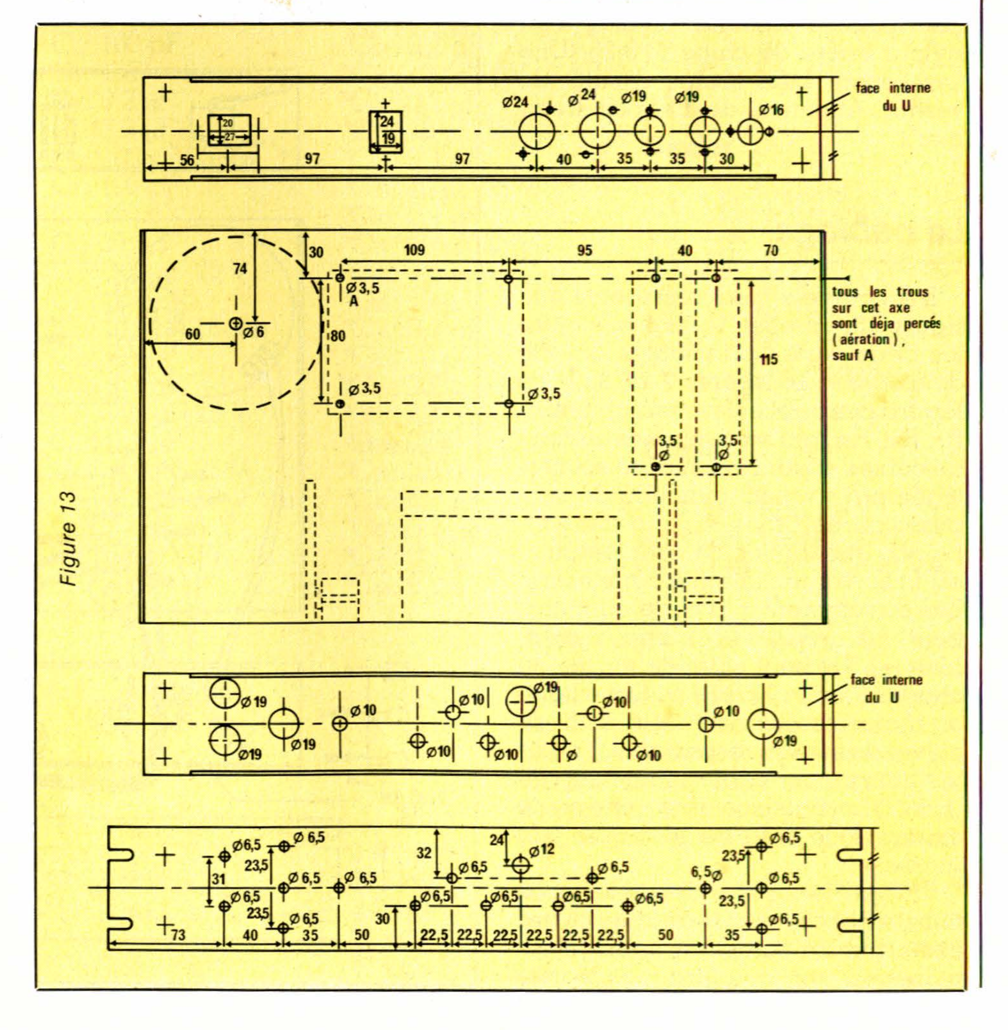
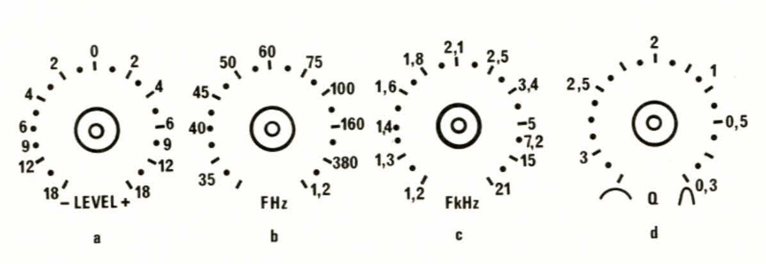


Figure 13



proposons à la **figure 14**, un dessin des 4 motifs encadrant les potentiomètres. Tout d'abord, en a, la gravure « LEVEL » en b celle pour le choix des fréquences graves, en c celle des fréquences aigues, et en d celle pour la largeur de bande. D'autre part le dessin indique en e comment procéder pour reporter sur la face avant, des repères réguliers : Recopier sur calque les dessins a, b, c, d. Positionner gravure et trou correspondant, et immobiliser sur un côté à l'aide de ruban adhésif. Glisser une feuille de papier carbone et reporter les repères. Ainsi il sera facile de situer les indexes. Pourtant, quand l'auteur a décoré la façade de la maquette, il a eu quelques problèmes : les petites lettres transfert n'adhéraient pas sur l'alu brossé ! Pour tourner la difficulté, il a fait des inscriptions à la main, à l'aide d'un stylo à encre de chine ∅ 0,25. Une fois l'encre bien sèche, il suffit de vernir. Attention de ne pas trembler !

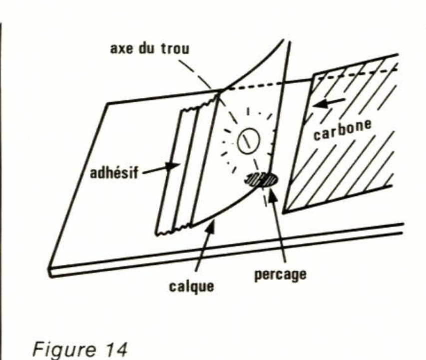


Figure 14

Le câblage

Il est partiellement représenté à la **figure 15.** En effet, les liaisons entre les deux cartes principales ont été détaillées aux **figures 7 et 9.** Il ne faudra pas oublier les résistances R_1, $R_{1'}$, R_{26}, $R_{26'}$, qui sont soudées en bout de câbles et dont la soudure est protégée par un petit morceau de souplisso ou de gaine thermo-rétractable. La distribution de l'alimentation est la suivante : chaque carte est reliée directement à la carte alim, par trois fils (rouge +, blanc masse, bleu −). Un seul point de masse au chassis : sur la XLR IN D. Cette ligne de masse sera constituée d'un fil de cuivre de section respectable. Toutes les liaisons en câble blindé répondront à la règle suivante : une seule extrémité de la tresse sera mise à la masse.

On voit bien sur le dessin les positions respectives des quatres cartes fixées par les écrous de leurs potentiomètres, sur la contre façade : les indicateurs sont montés verticalement, et les deux cartes principales ont leurs côtés non cuivré qui se regardent. On effectuera les liaisons avec soin, en se référant plus au schéma général qu'au plan de câblage, celui-ci étant surtout destiné à donner une idée du système d'organisation retenu.

Mise en route et réglages

Après avoir vérifié le bon fonctionnement de l'alimentation, on procèdera comme suit : I_1 en position FLAT, générateur branché simultanément sur IN D et G, oscillosocope et multimètre (ou décibelmètre) branchés en OUT G, résistances R_{36} et R'_{36} portées provisoirement à 560 ohms, P_1 à fond. Régler le générateur à 1 000 Hz, niveau − 5 dB (436 mV) et faire en sorte que les LED 1 et 1' soient au seuil d'allumage, ceci avec AJ_2 et AJ_2'. Monter le niveau à + 5 dB (1,38 V) et faire de même pour Ld_2 et Ld_2'. Monter le niveau à + 15 dB, et procéder pareil pour Ld_3 et Ld_3' avec AJ_4 et AJ_4'. Si vous ne pouvez générer les 4,35 V correspondant à + 15 dB, qu'importe, le AC PARAM le fera lui-même : Mettre I_1 en position, ajuster P_2 et P_3 vers 1 000 Hz, P_4 et P_5 à mi-course. Ajuster P_6 et P_7 pour obtenir au millivoltmètre 4,35 V. Faire le réglage de Ld_3 et $_{3'}$. Que s'est-il passé ? Le correcteur est tout simplement entré en action et, comme c'est son travail, il a relevé le 1 000 Hz des 10 dB qui manquaient au généra-

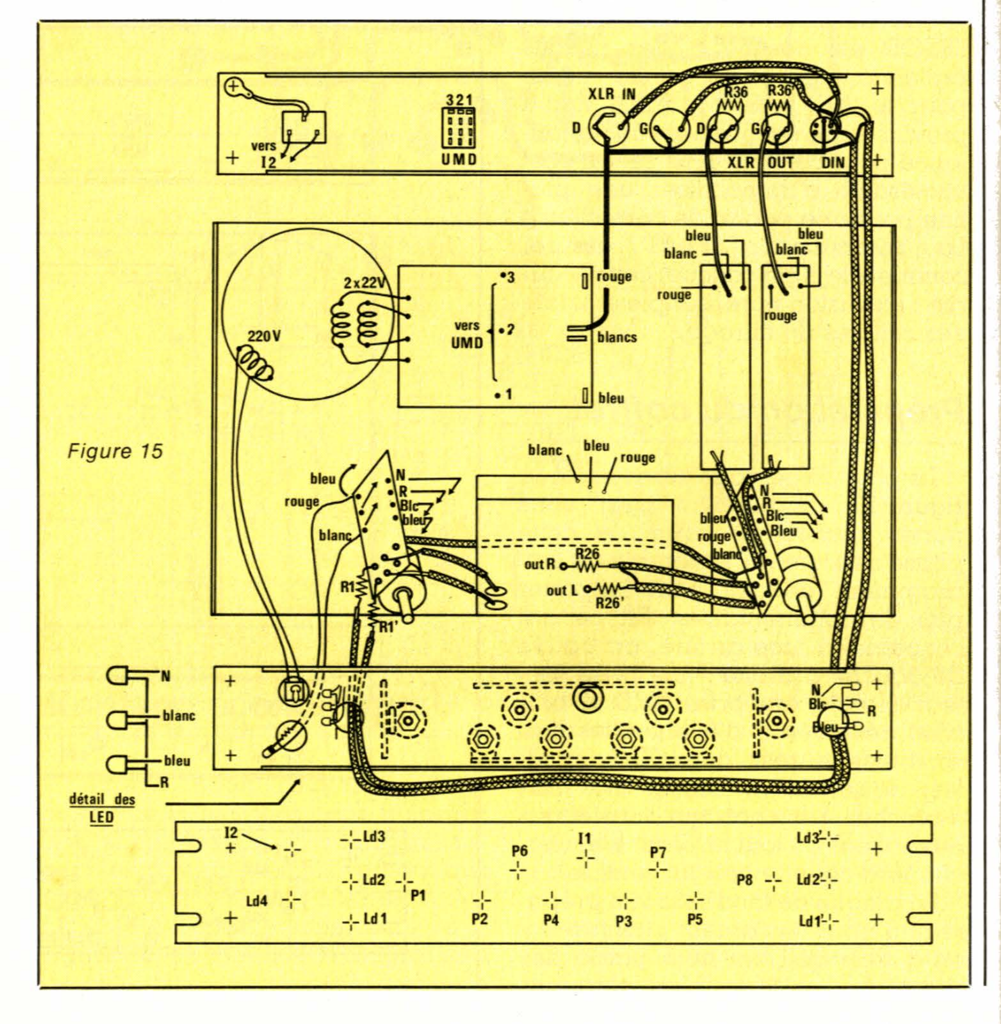


Figure 15

teur. Si nous vous avons proposé de régler à la fois la cellule grave et la cellule aigue, c'est uniquement pour ne pas vous donner de mauvaises habitudes... mais une seule cellule peut fort bien se charger seule de ce travail puisque le réglage va jusqu'à + 18 dB.

Pousser encore jusqu'à + 18 dB et mettez P_8 à fond. Maintenant observez l'oscilloscope : il faut obtenir + 18 dB sans déformation, à faire grâce à AJ_1, puis passer sur OUT D et régler AJ_1'. Attention, on est à la limite des possibilités des amplis de ligne !

Voilà, c'est tout ! Il ne reste plus qu'à ouvrir grand les oreilles...

Remarques diverses

Tout d'abord, la maquette a été baptisée AC equal puis AC PARAM, mais c'est la même ! Revenons sérieux, ce paragraphe est destiné à apporter les précisions suivantes :

1°) Il faudra faire très attention pendant le câblage à bien respecter les voies droite et gauche sous peine de désagréments divers. A titre indicatif les professionnels du son ont convenu que la voie « un » était la voie gauche et pour notre part, ce sont les cellules de potentiomètres les plus près de la face avant qui sont efficaces sur cette voie.

2°) Un peu d'attention au moment de la réalisation assurera le succès.

3°) Il serait miraculeux que les gravures proposées correspondent exactement à votre maquette à vous. Pourtant, l'auteur qui utilise ce correcteur depuis plus de 5 ans, et sous diverses présentations dont il souhaite vous faire part prochainement, à réétalonné à chaque fois au fréquencemètre ses maquettes et les écarts - dus aux dispersions des valeurs des composants - étaient négligeables. Pourquoi en serait-il autrement pour vous ?

4°) Il a été prévu un emplacement pour un condensateur de compensation d'une valeur de 22 pF entre 5 et 8 de IC_4, pour permettre l'utilisation de NE 5534.

5°) Le positionnement mécanique de I_2 est tel qu'il s'aligne avec celui du AC DISCO, pour des raisons esthétiques, dans le cas d'une superposition des deux racks. C'est aussi pour cette raison que TRA_1 est placé à gauche afin de ne pas induire de 50 Hz dans les préamplis PU.

Conclusion

Radio Plans n'ayant pas pour habitude de décrire des gadgets, c'est un vrai correcteur paramétrique que vous pourrez réaliser à moindre coût, en construisant le AC PARAM. Et si vous avez autant de plaisir à l'utiliser que l'auteur, tout le monde sera comblé.

Attention encore à vos oreilles et à vos enceintes !

J. ALARY

Nomenclature

Résistances

R_1: 1,5 kΩ
R_2: 22 kΩ
R_3: 22 kΩ
R_4: 22 kΩ
R_5: 2,7 kΩ
R_6: 5,6 kΩ
R_7: 2,7 kΩ
R_8: 330 ohms
R_9: 22 kΩ
R_{10}: 1 kΩ
R_{11}: 100 ohms
R_{12}: 2,7 kΩ
R_{13}: 2,7 kΩ
R_{14}: 22 kΩ
R_{15}: 22 kΩ
R_{16}: 22 kΩ
R_{17}: 5,6 kΩ
R_{18}: 2,7 kΩ
R_{19}: 330 ohms
R_{20}: 22 kΩ
R_{21}: 1 kΩ
R_{22}: 100 ohms
R_{23}: 4,7 kΩ
R_{24}: 4,7 kΩ
R_{25}: 10 kΩ
R_{26}: 1,5 kΩ
R_{27}: 1 kΩ
R_{28}: 47 kΩ
R_{29}: 3,3 kΩ
R_{30}: 180 ohms
R_{31}: 180 ohms
R_{32}: 3,3 kΩ
R_{33}: 27 ohms 1/2 W
R_{34}: 27 ohms 1/2 W
R_{35}: 68 ohms
R_{36}: 10 kΩ
R_{37}: 680 kΩ
R_{38}: 470 kΩ
R_{39}: 82 ohms
R_{40}: 3,3M Ω
R_{41}: 2,2 kΩ
R_{42}: 2,2 kΩ
R_{43}: 2,2 kΩ
R_{44}: 560 ohms
R_{45}: 560 ohms
R_{46}: 560 ohms
R_{47}: 82 ohms
*R_{48}: 27 ohms
*R_{49}: 27 ohms
R_{50}: 2,7 kΩ
*R_{51}: 27 ohms
*R_{52}: 27 ohms
*R_{53}: 27 ohms
*R_{54}: 27 ohms
R_{55}: 1 kΩ

Transistors

TR_1: BD 237
TR_2: BD 238
TR_3: BC 547 B
TR_4: BC 547 B
TR_5: BC 547 B

Condensateurs

C_1: 100 µF vert
C_2: 100 pF
C_3: lnF
C_4: 3,3 µF
C_5: 3,3 µF
C_6: 100 µF 25 V
C_7: 100 pF
C_8: 39 pF
C_9: 39 nF
C_{10}: 100 µF 25 V
C_{11}: 560 pF
C_{12}: 220 µF 16 V
C_{13}: 22 pF
C_{14}: 0,1 µF
C_{15}: 100 µF 25 V
C_{16}: 0,1 µF
C_{17}: 100 µF 25 V
C_{18}: 100 µF 10 V vert
C_{19}: 47 µF 25 V
C_{20}: 10 µF 25V
C_{21}: 1 nF
C_{22}: 680 pF
C_{23}: 0,1 µF
*C_{24}: 0,1 µF
*C_{25}: 10 µF25 V
*C_{26}: 0,1 µF
*C_{27}: 10 µF 25 V
*C_{28}: 0,1 µF
*C_{29}: 10 µF 25 V
*C_{30}: 0,1 µF
*C_{31}: 10 µF 25 V
*C_{32}: 0,1 µF
*C_{33}: 10 µF 25 V
*C_{34}: 0,1 µF
*C_{35}: 10 µF 25 V
*C_{36}: 2200 µF 40 V
*C_{37}: 2200 µF 40 V
*C_{38}: 2200 µF 40 V
*C_{39}: 2200 µF 40 V
*C_{40}: 0,1 µF
*C_{41}: 0,1 µF
*C_{42}: 0,1 µF
*C_{43}: 0,1 µF

Potentiomètres

*P_1: 2 × 10 kB
*P_2: 4 × 100 kA
*P_3: 4 × 100 kA
*P_4: 4 × 10 kA
*P_5: 4 × 10 kA
*P_6: 2 × 47 kA
*P_7: 2 × 47 kA
*P_8: 2 × 10 kB
AJ_1: 100 kΩ
AJ_2: 4,7 kΩ
AJ_3: 22 kΩ
AJ_4: 47 kΩ

Circuits intégrés

IC_1: TL082
IC_2: 1458
IC_3: 1458
IC_4: TL071
IC_5: TL074
Rg_1: 7915
Rg_2: 7815

Diodes

Ld_1: LED VERTE Ø 5
Ld_2: LED ROUGE Ø 5
Ld_3: LED ROUGE Ø 5
*Ld_4: LED ROUGE Ø 5
D_1 à D_7: IN 914
*D_8 à D_9: IN 4002
*Pt_1: pont B80C5000

Divers

I_1: Inter mini bipol.
I_2: Int Shadow 6 inv.
*TRA_1: torique 2 × 22 V 40 VA

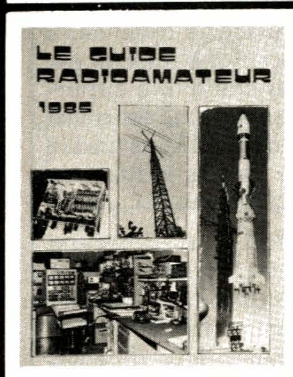
Coffret ESM rack 19 pouces deux unités, 8 boutons, câble secteur, prise secteur chassis, 2 × XLR mâles, 2 × DIN 5 broches chassis, 1 × UMD 12 broches, 8 entretoises de 10, visserie de 3, 7 clips pour LED Ø 5, 8 supports IC 8b, 2 supports IC 14 b, 2 équerres 20 × 20×30, 2 poignées.

NOTA : Tous les composants sont à prévoir en double sauf la rubrique DIVERS et ceux marqués d'un astérisque.



SM ELECTRONIC

20 bis, avenue des Clairions - 89000 Auxerre
Tél. : (86) 46.96.59



LE GUIDE RADIOAMATEUR 1985

Véritable « HANDBOOK » en français à la fois simple et technique

TOME 1 : 170 F ; format : 18 × 25 ; + 15 de port normal ou 190 F recommandé.

TOME 1

1. RADIOAMATEURISME – Définition, Un peu d'histoire, Le code Q, Spectre des fréquences.
2. THEORIE DE L'ELECTRICITE – PRINCIPES – Courant continu, La Capacité dans les circuits C.C., Condensateurs, Inductances, Courant alternatif, Le décibel.
3. LAMPES, TUBES A VIDE – Données techniques, Types de lampes (diodes, triodes, tétrodes, pentodes), Applications, Tubes spéciaux.
4. SEMI-CONDUCTEURS – Diodes, Transistors Bi-polaires, FET, MOSFET, Thyristors, Unijonction, Les Circuits Intégrés, familles, interconnexions.
5. ALIMENTATIONS – Transformateurs, Redressement, Les multiplicateurs de tension, Tension & Intensité du secondaire alimentant un redresseur, Régulation Stabilisation, Limitation de courant et protection, Alimentation Haute-Tension, Autres systèmes d'alimentation, Régulateurs à découpage.
6. SYSTEMES DE RECEPTION H.F. – Circuits d'entrée, Etages mélangeurs (changements de fréquences), Oscillateur local, Oscillateur à vérouillage de phase (PLL), Oscillateurs à quartz, Fréquence intermédiaire, Fréquence Image, Amplification à fréquence intermédiaire et VCA, Sélectivité variable, Etouffeur de bruit (Noise-Blanker), Amplis FI pour FM à changement de fréquence, Différents modes de détection, VCA en BLU, Réalisation pratique : un récepteur HF 2 gammes.
7. RECEPTIONS VHF-UHF – Généralités, Circuits d'entrée VHF, Préamplificateurs, Figure de bruit, Les oscillateurs à Qz et multiplicateurs en VHF, Oscillateurs à vérouillage de phase, PLL en BLU, Circuits PLL à large bande, Circuits d'entrée en UHF, Choix de la fréquence intermédiaire, Les oscillateurs en UHF, Fréquence intermédiaire en UHF, Les scanners, Les convertisseurs de réception, Réalisation pratique : un récepteur moderne 144-146 MHz FM-BLU.
8. LA PROPAGATION – Les différentes propagations, les couches de l'atmosphère, intensité et polarisation de l'onde, L'onde de sol, l'onde de ciel, l'ionosphère, Influence du soleil sur la propagation, Rapport Ionisation-fréquence, Angle de départ, Rapport fréquence-angle, Comportement de l'onde, renvois, Points particuliers (direction, angle, déviation, disparition, Propagation sur les bandes décamétriques, Propagation en VHF-UHF, les différentes couches, Propagation météorique, etc. Une réalisation Amateur : la Sonde Anjou.

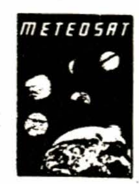
TOME 2 (parution début 1985)

1. MODES D'EMISSION (AM, FM, BLU, CW) – 2. AMPLIS MICROS (BLU, FM, AM) 3. EMETTEURS HF (mélanges, linéaires, transceivers) – 4. EMETTEURS VHF-UHF - 5. AMPLIS LINEAIRES VHF-UHF-SHF – 6. LES MOBILES (Equipement, Antennes) - 7. COMMUNICATIONS SPECIALES (RTTY, ATV, SSTV) – 8. INTERFERENCES (détection et remède) – 9. ANTENNES HF – 10. ANTENNES VHF-UHF – 11. PYLONES (installation, capacité de portage, haubannage, rotors) – 12. LES RELAIS – 13. LES APPAREILS DE MESURES – 14 LA STATION

RÉCEPTION DES SATELLITES – MÉTÉOR MÉTÉOSAT – NOAA

de la parabole au téléviseur avec visualisation sur TV par convertisseur analogique – digital à mémoires.

Intégralement décrit dans notre livre :



VHF-METEOSAT : 210 pages.
Tout un système de réception des images des satellites Météo - de la parabole au convertisseur Digital-Analogique à mémoire avec visualisation couleur/Pal (également, option Fac-similé ou tube cathodique). Avec disponibilité des kits pour réaliser les montages.

Prix : **188 F** (+ 9,50 F de port)

ÉLECTRONICIENS

POUR FAIRE DES SOUDURES PRECISES ET RAPIDES ET PROTEGER VOS SEMICONDUCTEURS

OPTEZ pour les ANTEX

70 PAYS DONT LES U.S.A. ET LE JAPON LES UTILISENT

ANTEX MODEL TCSU1
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

Poste de soudure **TCSU1** à température contrôlée et prise de terre antistatique.
Fers : CSTC 30W ou XSTC 40W à thermocouple incorporé.

XS 25 W
230V — 115V
24V — 12V

Support **ST4** pour tous les fers ANTEX

C 15 W
24V — 115V
220V

CS 17 W
230V
115V
24V
12V

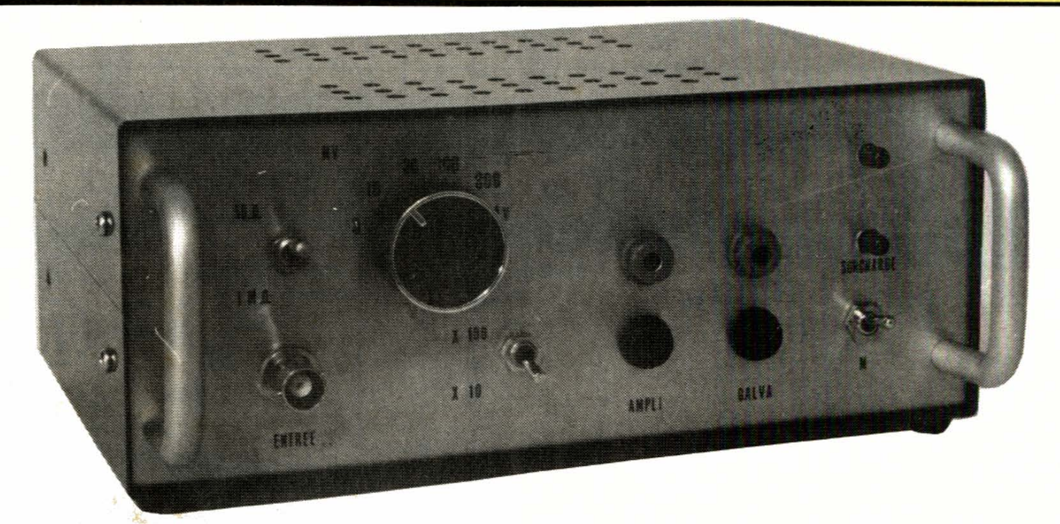
MLXS 25 W 12V
Ce branche sur accu

Grande variété de pannes longue durée
Tout les fers secteur ont une prise de terre

A N T E X

AGENTS GENERAUX POUR LA FRANCE
Ets V. KLIATCHKO
6 bis, Rue Auguste Vitu — 75015 PARIS
Tél. 577.84.46

demande de documentation RP
FIRME ou NOM
ADRESSE



Amplificateur de mesure et millivoltmètre

temps : ⧗ ⧗ ⧗
difficulté : ▦ ▦ ▦
dépense : $ $

Au laboratoire, les appareils de mesure, suivant en celà l'évolution rapide des techniques électroniques, offrent des performances toujours plus grandes : les constructeurs en bénéficient, qui proposent régulièrement des modèles nouveaux.

Pour d'évidentes raisons financières, l'amateur ne peut guère réactualiser son matériel au même rythme. Heureusement pour lui, certains accessoires de faible coût, et faciles à construire, élargissent à peu de frais les possibilités d'appareils existants. Le montage amplificateur que nous proposons ici, s'inscrit dans cette optique. Il rassemble, en fait, deux parties complémentaires : un sous-ensemble amplificateur linéaire à large bande passante (de 10 Hz à 3 MHz environ) ; un sous-ensemble détecteur fortement contre-réactionné, qui permet de transformer tout multimètre (ou galvanomètre) en millivoltmètre BF.

Le sous-ensemble amplificateur

On en trouvera le schéma à la **figure 1.** A quelques détails près, la configuration de l'étage d'entrée, construit autour du transistor à effet de champ T_1, rappelle celle de beaucoup d'amplificateurs pour oscilloscopes.

La résistance R_3 impose, lorsqu'on ouvre l'interrupteur K_1, une impédance d'entrée normalisée à 1 MΩ, et qui conviendra pour nombre d'applications. Toutefois, certaines mesures s'accommodent mieux d'une impédance de 50 Ω (impédance itérative de câbles coaxiaux, et impédance de sortie de tous les générateurs de qualité). On ferme alors l'interrupteur K_1, ce qui met en service le groupement parallèle des résistances R_1 et R_2, de 100 Ω chacune (la valeur 50 Ω n'appartient pas aux séries normalisées).

La composante continue éventuellement comprise dans le signal d'entrée, se trouve volontairement éliminée dès l'entrée, grâce à une liaison par condensateur. Celui-ci, pour autoriser la transmission des fréquences faibles, doit offrir une capacité élevée, ce qui impose le choix d'un modèle électrolytique, donc polarisé, le montage en série de C_1 et de C_2 permet de ne pas se soucier du signe de la tension appliquée, qui ne devra naturellement pas dépasser la tension de service des condensateurs. On remarquera enfin qu'en fermant K_1, on diminue la constante de temps des circuits d'entrée, ce qui élève à 20 Hz environ la limite inférieure de la bande passsante à − 3 dB. On n'oubliera pas d'en tenir compte, et nous le rappelons d'ailleurs sur la façade.

Les diodes D_1 et D_2, associées à R_4, protègent le FET contre des surtensions accidentelles, grâce à leur seuil de 600 mV environ. Il faut alors compenser leurs capacités parasites, et celle de la porte de T_1 : c'est le rôle du condensateur C_1. Enfin, R_5 interdit les oscillations à haure fréquence que pourrait provoquer l'impédance d'entrée négative de T_1, en HF.

Le FET travaille en drain commun, et on recueille les signaux à faible impédance, sur sa source. La diode zener DZ_1, découplée par C_4 et polarisée à travers R_{13}, stabilise à 8,2 volts la tension d'alimentation des deux premiers étages.

On confie à T_2, utilisé en émetteur commun, mais avec contre-réaction par la résistance R_{12} non découplée, le soin d'une première amplification de tension. Compte tenu de l'atténuation qu'introduit T_1 (gain voisin de 0,8), et du choix des valeurs de R_{11} et de R_{12}, le gain global de l'ensemble T_1, T_2 s'établit à 10.

La liaison de T_1 vers T_2 s'effectuant à travers le condensateur C_5, une polarisation continue du deuxième

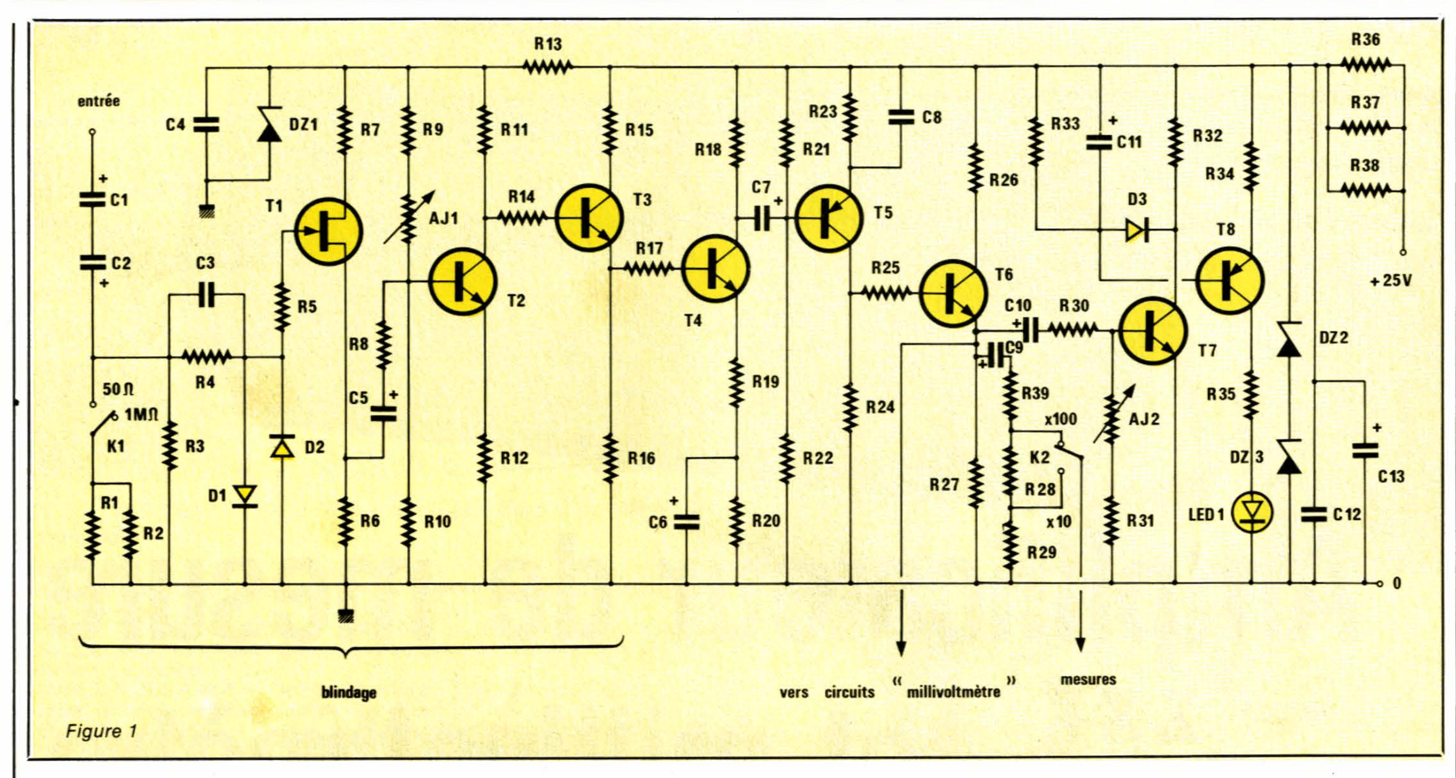


Figure 1

transistor s'impose. Elle est obtenue par un pont de base, et se règle par la résistance ajustable AJ_1.

Une bande passante relativement grande, jointe à un gain suffisant, oblige à minimiser la capacité qui charge le collecteur de T_2. Cet impératif justifie l'interposition de l'étage en collecteur commun T_3, attaqué par une liaison directe, et qui délivre à son tour les signaux sous faible impédance, pour la commande du deuxième amplificateur de tension T_4. Là encore, le découplage partiel de la résistance d'émetteur (C_6 en parallèle sur R_{20}) introduit une contre-réaction par R_{19}, et linéarise le fonctionnement.

Les décalages successifs de la polarisation continue, et le souci de ne pas multiplier en cascade les diverses dérives thermique, conduisent à opter pour une liaison capacitive (condensateur C_7) vers le dernier étage amplificateur de cette partie du montage, construit autour du PNP T_5. Un petit condensateur C_8, dans le circuit d'émetteur, apporte un découplage de R_{23} pour les fréquences élevées seulement, et élargit donc la bande passante. On sort finalement à basse impédance, sur l'émetteur de T_6.

Avec les différentes valeurs de résistances choisies, l'ensemble des circuits englobant les transistors T_1 à T_6 procure un gain en tension de 300. Cette valeur, un peu bizarre, résulte de la recherche d'un signal d'amplitude maximale pour la commande des circuits du milli-voltmètre, à partir de l'émetteur de T_8. Elle peut être appréciée, également, lorsqu'on utilise ce sous-ensemble en préamplificateur linéaire, pour augmenter la sensibilité d'un oscilloscope par exemple. Dans ce cas, la sortie « mesures » sera prise directement sur l'armature négative de C_9. Le commutateur K_2, associé au diviseur R_{28} et R_{29}, sélectionnera respectivement des gains de 300 ou de 30.

Notre habitude du système décimal rend plus commode, toutefois, l'utilisation de facteurs multiplicatifs 10 et 100. Ceux qui, pour le préamplificateur, préfèrent sélectionner ces deux valeurs de gain, ajouteront simplement la résistance R_{39}, qui introduit une atténuation supplémentaire de rapport 3. Dans le cas contraire, un strap remplacera R_{39} sur le circuit imprimé.

Les circuits de préamplification s'alimentent sous une tension de 10 volts, imposée par l'ensemble des zener DZ_2 et DZ_3 (plus stables en température qu'une unique diode de 10 volts). La résistance de polarisation, qui doit dissiper sans échauffement environ 1/2 watt, résulte de la mise en parallèle de R_{36}, R_{37} et R_{38}, raccordées au + 25 volts de l'alimentation générale.

Indicateur de surcharge

Revenons à l'hypothèse de l'utilisation du préamplificateur de mesures aux fins d'augmenter la sensibilité d'un oscilloscope : on applique le signal testé sur l'entrée de l'appareil, et on examine sa forme sur l'écran. Le préamplificateur n'offrant d'utilité que pour des signaux de très faible amplitude, ces derniers, n'excédant pas quelques milivolts, voire quelque centaines de microvolts, ne peuvent être visualisés directement. Il faut donc faire toute confiance au traitement subi dans le préamplificateur, et s'assurer que celui-ci n'introduit pas ses propres déformations. Or, de tels incidents risquent de se produire lorsqu'on sature les derniers étages, ce qui n'est directement pas controlable.

Pour lever pareille incertitude, nous avons prévu un indicateur de surcharge, qui met en œuvre les transistors T_7 et T_8. Sa base, en continu, n'étant reliée qu'à la masse, à travers R_{31} et AJ_2, T_7 reste normalement bloqué, et aucun courant ne traverse son collecteur.

Toutefois, les tensions alternatives de l'émetteur de T_6 parviennent à la base de T_7, par le condensateur C_1. Elles subissent une atténuation réglable dans le pont R_{30}, R_{31} et AJ_2. Lorsque, au point commun à R_{30} et R_{31}, les crêtes atteignent environ 600 mV, T_7 entre en conduction, et charge le condensateur C_{11} via la diode D_3. La différence de potentiel aux bornes de C_{11} provoque à son tour la conduction du PNP T_8, donc l'allumage de la diode électro luminescente LED_1, qui signale la surcharge. La résistance R_{33} assure la

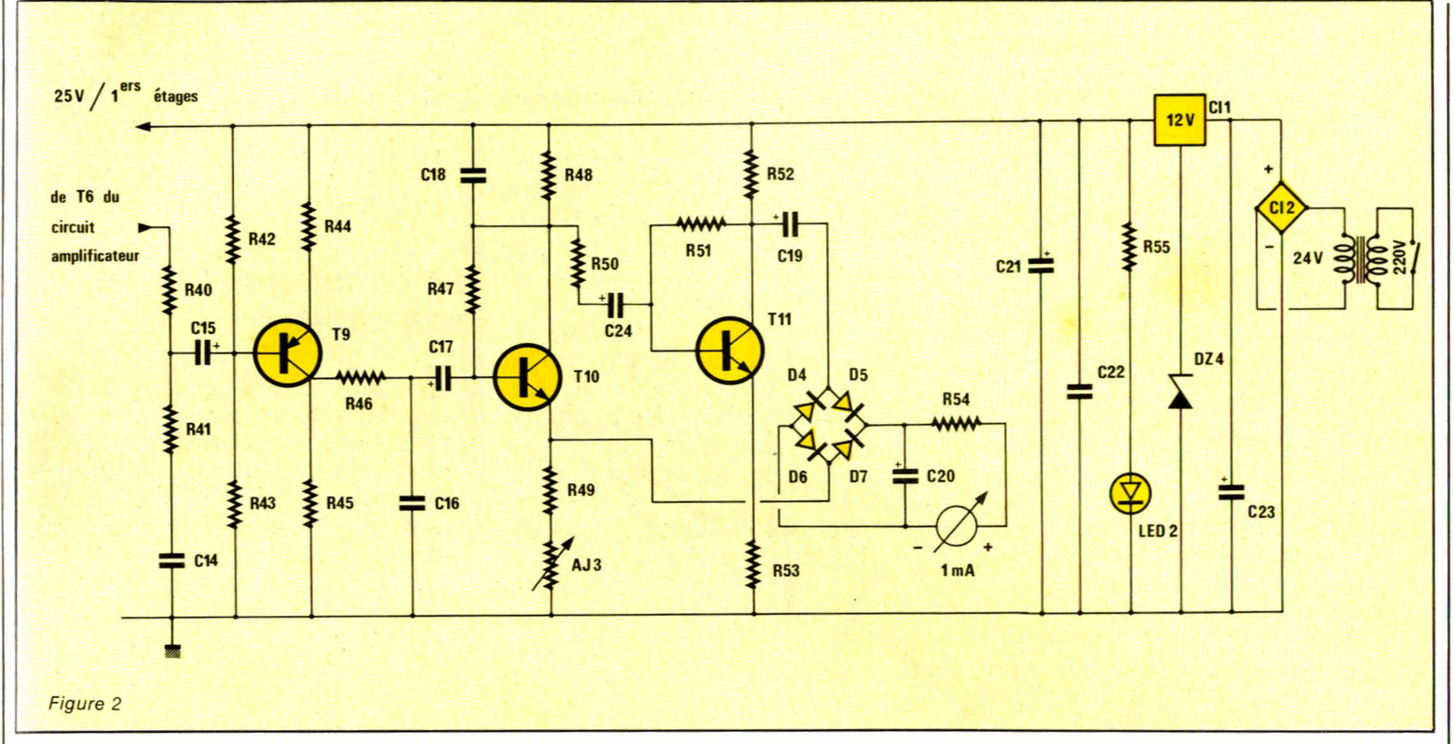


Figure 2

décharge de C_{11}, pour qu'une brève surcharge n'entraîne pas un allumage trop prolongé de la LED : on a choisi une constante de temps voisine de 1,5 seconde.

Au moment de la mise au point, on règlera le seuil d'indication par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ_2 ; nous reviendrons, plus loin, sur cette opération.

La section millivoltmètre

On connaît les difficultés inhérentes à la mesure des très faibles tensions alternatives, par le biais d'un galvanomètre. Cette mesure, qui nécessite un redressement préalable, se heurte au seuil de détection des diodes : 0,6 volt pour le silicium, et 0,3 volt pour le germanium. Une simple amplification préalable ne résout pas le problème, car elle n'élimine pas le seuil, et ne compense pas le manque de linéarité de la caractéristique.

La solution depuis longtemps classique, consiste à englober le détecteur, et l'appareil de mesure, dans une boucle de contre-réaction établie sur l'amplificateur. Nous avons d'ailleurs, dans ces colonnes, déjà proposé un montage de ce genre. Mais l'appareil cité, voulu très simple, souffrait encore d'un manque de linéarité dont se sont plaints quelques lecteurs.

Ici, le problème trouve sa solution dans la présence, en amont du millivoltmètre, du préamplificateur de mesures qui apporte déjà un gain de 300. L'amplitude du signal qu'il délivre permet d'appliquer, au millivoltmètre proprement dit, un taux de contre-réaction très élevé. On atteint alors une linéarité meilleure que 2 % dès que sont franchies les premières divisions de l'échelle (5 % de la déviation totale), et meilleure que 1 % en fin d'échelle. Nous espérons, par ces performances, satisfaire les plus exigeants. Ajoutons, pour eux, que la bande passante à – 1 dB, s'étend au-delà de 50 kHz, et suffit donc très largement au besoins de la basse fréquence.

Le schéma de la section millivoltmètre est proposé en **figure 2.** A partir de l'émetteur de T_6, les signaux préamplifiés parviennent sur R_{40}, puis, à travers le condensateur C_{15}, sur la base du PNP T_9, que polarise le pont R_{42}, R_{43}. On peut s'interroger sur l'utilité de T_9 qui, chargé par des résistances égales dans son émetteur et dans son collecteur, ne fournit aucun gain en tension. Pourquoi, alors, n'avoir pas utilisé un traditionnel étage en collecteur commun ?

Le principal écueil auquel se heurte la conception d'un appareil comme celui que nous décrivons, réside dans la coexistance de gains élevés (près de 100 000 en boucle ouverte pour l'ensemble de la chaîne), de déphasages successifs dûs à la multiplicité des étages, et d'inévitables tensions de bruit, ne serait-ce qu'à cause de l'alimentation. T_9 fait partie des éléments destinés à lutter contre l'entrée en oscillations : l'espace base-collecteur y joue le rôle d'un tampon contre les tensions de bruit.

On notera d'ailleurs l'abondance des précautions prises à cette fin : C_{14}, C_{16} et C_{18} entrent dans la composition de filtres successifs qui éliminent les fréquences élevées (d'où limitation de la bande passante), et, par leurs déphasages propres, compensent ceux des circuits amplificateurs.

Les techniques de polarisation de T_{10} et de T_{11} paraitront familières à ceux qui ont connu les transistors à leurs débuts. Les résistances R_{47} et R_{51} commandent les bases en courant, mais à partir de chaque collecteur. On cumule ainsi une stabilisation du point de fonctionnement, et une réaction négative vis-à-vis des signaux alternatifs.

Le redressement à double alternance par les diodes D_4 à D_7, et la lecture par le galvanomètre G (1 mA à pleine déviation), s'insèrent dans la boucle de contre-réaction établie entre le collecteur de T_{11} et l'émetteur de T_{10}. En réglant le taux de cette contre-réaction, l'ajustable AJ_3 dose la sensibilité.

L'alimentation générale, très classique, comprend un redresseur en pont (CI_2), un filtrage par C_{22}, et une stabilisation par régulateur intégré (CI_1). L'expérience nous a montré que trop de revendeurs ne tenaient pas en stock les régulateurs de 24 volts. Pour éviter les difficultés d'approvisionnement, nous avons alors choisi un régulateur 12 volts,

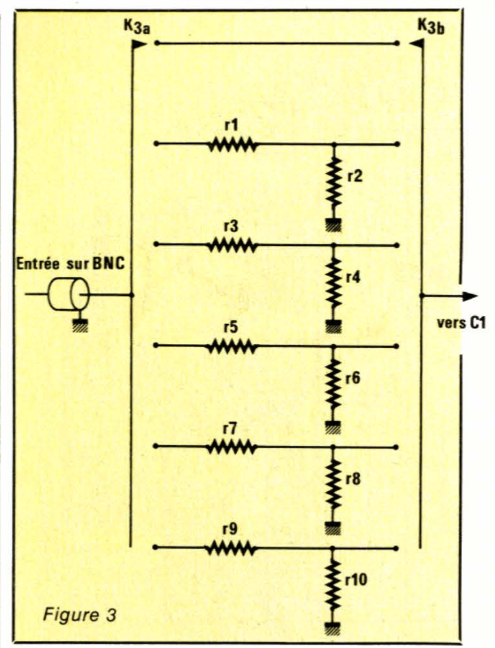


Figure 3

dont la tension de sortie est élevée à 24 ou 25 volts grâce à la diode zener DZ_4.

La diode électroluminescente LED_2, polarisée par R_{65}, sert de témoin de mise sous tension.

Le problème de l'atténuateur d'entrée

Nous distinguerons, pour discuter ce problème, les différentes utilisations possibles : préamplificateur pour oscilloscope, millivoltmètre BF à haute impédance d'entrée, et millivoltmètre AF à basse impédance d'entrée.

Aucun oscilloscope moderne n'offre, sur son entrée verticale, une sensibilité inférieure à 30 millivolts crête à crête par division, et la majorité d'entre eux descendent à 10 millivolts crête-à-crête. A partir de signaux présentant cette amplitude, et à fortiori des amplitudes plus élevées, l'usage du préamplificateur devient sans intérêt, et on attaquera directement l'oscilloscope.

Pour des signaux de moins de 10 millivolts crête-à-crête, le préamplificateur, d'un gain maximal de 300, délivre des signaux de sortie de 3 volts d'amplitude, sans atteindre encore l'écrêtage par saturation des derniers étages. Il apparaît donc inutile de prévoir un atténuateur d'entrée, de type obligatoirement compensé en fréquence, donc de réalisation délicate. Remarquons que dans la position « × 30 » (ou × 10 si on a choisi cette option), les signaux d'entrée ne dépassent pas 100 mV crête-à-crête : ils restent très au dessous de l'écrêtage de sécurité introduit par les diodes D_1 et D_2, qui n'entre en action qu'au delà d'une amplitude de 1 volt crête-à-crête.

Dans le cas de l'utilisation en millivoltmètre BF, différentes sensibilités à pleine échelle deviennent nécessaires, on pourra choisir soit l'échelonnement 1, 2, 5, 10, etc, soit, mieux encore, l'échelonnement 1, 3, 10 etc., qui nécessite moins de cellules d'atténuation, et correspond aux sensibilités successives de la plupart des multimètres. La lecture, sur ces derniers, en sera facilité, puisqu'elle ne demande plus qu'une conversion dans des rapports multiples de 10.

Comme on se contente, alors, d'une bande passante inférieure à 100 kHz à − 3 dB (environ 50 kHz à − 1dB), l'atténuateur ne présente plus les mêmes exigences : on pourra se dispenser des capacités de compensation. Sa structure devient alors celle de la **figure 3.** Les valeurs des diverses résistances tiennent compte de deux facteurs :

- La résistance d'entrée de 1 MΩ (R_3 du schéma de la **figure 1**) de l'amplificateur.
- La nécessité de conserver, sur toutes les gammes, une impédance d'entrée constante, elle-même fixée à 1 MΩ, en amont de l'atténuateur.

Les valeurs de r_1 à r_{10} qui satisfont ces conditions, sont données dans la nomenclature. A chaque fois, nous avons donné la valeur exacte obtenue par le calcul, pour une tolérance de 1 %, puis la valeur approchée de la série à 5 %, qui nous semble largement suffisante. Dans certains cas, et toujours pour une précision de 5 %, il sera nécessaire d'effectuer des groupements de résistances : nous les avons signalés.

Compte-tenu de la bande passante traitée, un commutateur double de qualité courante suffit pour K_{3a} et K_{3b}. Il s'agit d'un modèle à six positions, et deux circuits, grâce auquel on obtient (en valeurs efficaces pour des tensions sinusoïdales) les sensibilités suivantes à pleine échelle : 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV et 1 V (valeurs efficaces).

Les faibles tensions véhiculées nécessitent des précautions de blindage. On effectuera l'entrée sur une prise BNC. La liaison entre BNC et K_{3a}, puis entre K_{3b} et le circuit imprimé, se fait par de courts morceaux de câble coaxial. Toutes les masses seront ramenées sur le point de masse d'entrée du circuit imprimé (voir les **figures 4 et 5**).

Reste enfin le cas de l'entrée à basse impédance, sur 50 Ω. Il aurait fallu, pour elle, un autre atténuateur. Mais, dans la pratique, l'emploi de cette impédance réduite ne s'applique qu'aux faibles tensions et, là encore, on pourra se passer d'atténuateur.

Le circuit imprimé et son câblage

Tout le montage : pramplificateur, millivoltmètre et alimentation (sauf le transformateur) prend place sur le circuit imprimé dessiné en **figure 4.** Il est impératif, si on veut éviter de se battre avec des accrochages persistants, de respecter scrupuleusement ce dessin, en conservant notamment la largeur des pistes, et en particulier de la piste de masse. Cette dernière n'entoure pas complètement le circuit : dans l'hypothèse contraire, elle formerait une boucle avide de tous les rayonnements électromagnétiques voisins.

La bande de cuivre perpendiculaire à la piste de masse, et qui sépare les premiers étages du reste du montage, constitue un blindage plan, lui aussi indispensable.

La **figure 5,** et nos photographies, guideront la mise en place des composants. Ne pas oublier que les condensateurs C_1 et C_2 sont montés en opposition. Précisons, enfin, qu'une réalisation où, comme nous le voyons trop souvent, les composants s'avachissent dans les positions les plus invraisemblables, serait irrémédiablement vouée à l'échec. Le soin apporté au câblage est un facteur essentiel de réussite, quand on joue avec les gains élevés, et les signaux faibles.

Le montage final

La maquette a été installé dans un coffret ESM, de référence EC 20/08 FA (façade en aluminium). Pour éliminer tout problème de reproductibilité, nous conseillons vivement de respecter ce choix, et d'adopter, pour l'emplacement des composants de la façade, la disposition de la maquette originale.

Le circuit imprimé prend place sur le fond du boîtier, où il est maintenu par quatre vis, et des entretoises de 8 mm de hauteur. On fixera le transformateur d'alimentation contre la face arrière, tout à fait sur la droite, pour l'éloigner des étages d'entrée.

Figure 4

24 V

Entrée

Vers circuits millivoltmètre

K2

Mesures

LED1

1mA

LED2

12V

Figure 5

Le dessin de la **figure 6** indique le plan de perçage de la face avant, et celui de la **figure 7** montre la disposition à adopter pour les différentes interconnexions. Sur nos photographies, on remarquera la présence d'un blindage autour de l'atténuateur. On pourra le construire dans de la tôle mince, conformément aux indications de la **figure 8**.

La mise au point de l'étalonnage

Après une ultime vérification du câblage, on commencera par contrôler les tensions d'alimentation : 24 à 25 volts pour l'alimentation générale, 10 à 11 volts aux bornes de l'ensemble des zener DZ_2 et DZ_3, et enfin 8,2 volts sur DZ_1.

En l'absence de signal d'entrée, il faut maintenant régler la polarisation de l'ensemble T_2, T_3, T_4, en agissant sur la résistance ajustable AJ_1. On doit obtenir, sur l'émetteur de T_4, une tension continue de 7 volts.

On applique maintenant un signal sinusoïdal à 1 000 Hz environ sur l'entrée, et on règle son amplitude pour obtenir 3 volts crête-à-crête sur l'émetteur de T_6. On contrôlera à l'oscilloscope la qualité de ce signal, qui ne doit pas manifester d'écrêtage. Si un tel écrêtage apparaissait de façon unilatérale (sur les pointes positives ou sur les pointes négatives), il faudrait retoucher légèrement AJ_1.

Toujours en présence d'un signal sur l'entrée, l'étape suivante consiste à régler le seuil d'entrée en action de l'indicateur d'écrêtage. Pour celà, on augmente légèrement l'amplitude (3,3 volts environ sur l'émetteur de T_6), et on agit sur l'ajustable AJ_2 pour que la diode électroluminescente LED_1 commence juste à s'allumer.

Le réglage des circuits du millivoltmètre porte sur le taux de contre-réaction, et s'effectue par AJ_3. Pour celà, on branche en sortie un galvanomètre de 1 mA à pleine déviation, qui sera le plus souvent le contrôleur universel utilisé en milliampèremètre continu. Toujours pour une fréquence d'environ 1 000 Hz, on ajuste la tension d'entrée à 1 volt efficace (2,828 volts crête-à-crête), en commutant l'atténuateur sur ce calibre.

On règle alors AJ_3 pour obtenir la pleine déviation du galvanomètre.

L'adaptateur amplificateur est maintenant prêt à vous rendre de nombreux services, et vous en apprécierez rapidement l'universalité.

R. RATEAU

Nomenclature

Résistance 0,5 watt à ± 5 %

R_1 et R_2: 100 Ω
R_3: 1 M Ω
R_4: 100 kΩ
R_5: 220 Ω
R_6: 470 Ω
R_7: 15 Ω
R_8: 22 Ω
R_9: 56 kΩ
R_{10}: 22 kΩ
R_{11}: 1 kΩ
R_{12}: 82 Ω
R_{13}: 100 Ω
R_{14}: 100 Ω
R_{15}: 10 Ω
R_{16}: 1 kΩ
R_{17}: 47 Ω
R_{18}: 1 kΩ
R_{19}: 100 Ω
R_{20}: 820 Ω
R_{21}: 22 kΩ
R_{22}: 82 kΩ
R_{23}: 270 Ω
R_{24}: 1,2 kΩ
R_{25}: 33 Ω
R_{26}: 10 Ω
R_{27}: 820 Ω
R_{28}: 1 kΩ (ou 330 Ω)
R_{29}: 100 Ω (ou 33 Ω)
R_{30}: 3,3 kΩ
R_{31}: 470 Ω
R_{32}: 3,9 kΩ
R_{33}: 150 kΩ
R_{34}: 18 Ω
R_{35}: 820 Ω
R_{36}: 820 Ω
R_{37}: 820 Ω
R_{38}: 820 Ω
R_{39}: strap (ou 1 kΩ)
R_{40}: 2,7 kΩ
R_{41}: 1,5 kΩ
R_{42}: 47 kΩ
R_{43}: 100 kΩ
R_{44}: 1 kΩ
R_{45}: 1 Ω
R_{46}: 3,9 kΩ
R_{47}: 220 kΩ
R_{48}: 2,7 kΩ
R_{49}: 330 Ω
R_{50}: 22 Ω
R_{51}: 100 kΩ
R_{52}: 3,3 kΩ
R_{53}: 10 Ω
R_{54}: 1 kΩ
R_{55}: 2,2 kΩ

Résistances de l'atténuateur

	Valeur exacte	Valeur approchée
r_1	700 kΩ	680 kΩ
r_2	428 kΩ	390 kΩ + 39 kΩ
r_3	900 kΩ	910 kΩ
r_4	111 kΩ	100 kΩ + 10 kΩ
r_5	970 kΩ	1 MΩ
r_6	30,9 kΩ	27 kΩ + 3,9 kΩ
r_7	990 kΩ	1 MΩ
r_8	10,1 kΩ	10 kΩ
r_9	997 kΩ	1 MΩ
r_{10}	1 kΩ	1 kΩ

Résistances ajustables (Piher horizontales)

AJ_1: 47 kΩ
AJ_2: 1 kΩ
AJ_3: 1 kΩ

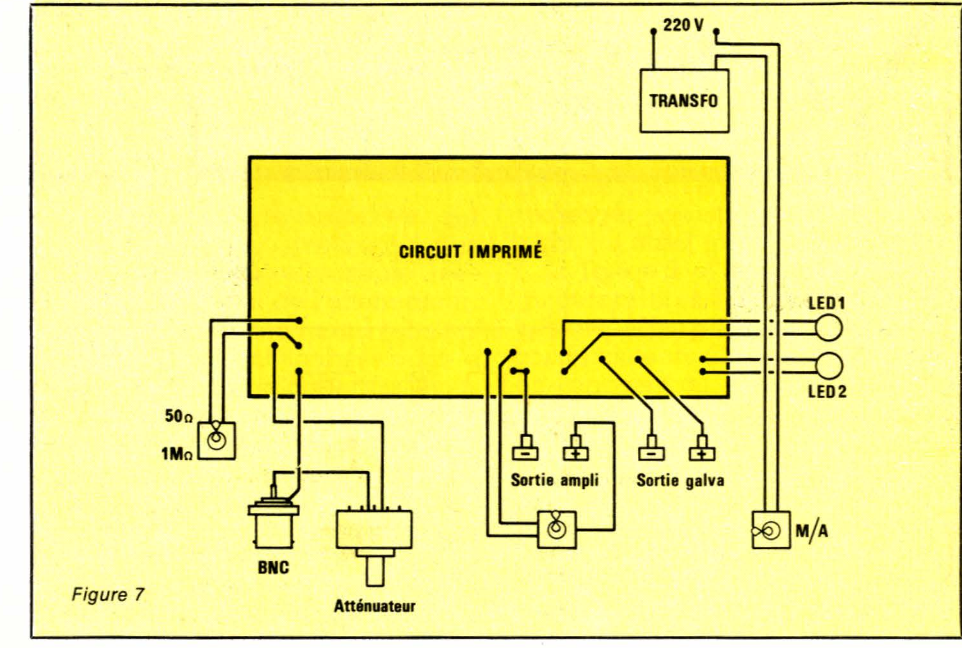


Figure 7

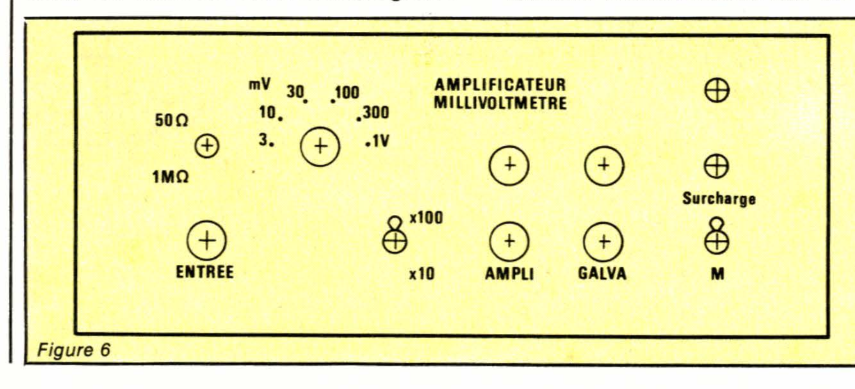


Figure 6

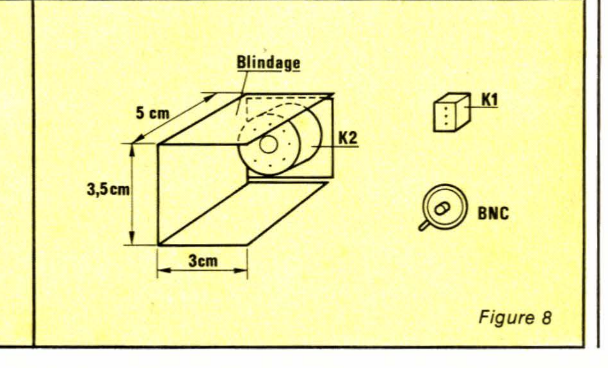
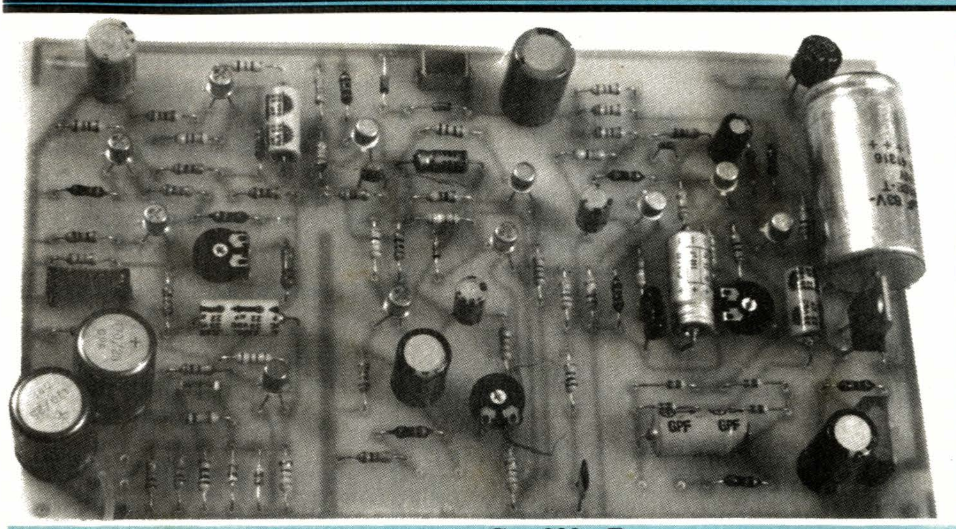


Figure 8



Condensateurs

C_1 et C_2: 470 μF (électrolytiques 25 volts) vertical
C_3: 4,7 nF
C_4: 1 μF
C_5: 22 μF (électrolytique 25 volts)
C_6: 100 μF (électrolytique 25 volts)
C_7: 22 μF (électrolytique 25 volts)
C_8: 220 pF
C_9: 220 μF (électrolytique 25 volts)
C_{10}: 47 μF (électrolytique 25 volts)
C_{11}: 10 μF (électrolytique 25 volts)
C_{12}: 220 nF
C_{13}: 470 μF (électrolytique 25 volts)
C_{14}: 33 pF
C_{15}: 47 μF (électrolytique 25 volts)
C_{16}: 330 pF
C_{17}: 100 μF (électrolytique 25 volts)
C_{18}: 22 pF
C_{19}: 22 μF (électrolytique 25 volts)
C_{20}: 100 μF (électrolytique 25 volts)
C_{21}: 100 μF (électrolytique 40 volts)
C_{22}: 1 μF
C_{23}: 1 000 μF (électrolytique 40 volts)
C_{24}: 22 μF (électrolytique 25 volts)

Diodes

D_1 à D_7: 1 N 4148
DZ_1: Zener 8,2 volts (400 mW)
DZ_2, DZ_3: Zener 5,1 volts (400 mW)
DZ_4: : Zener 12 volts (400 mW)
LED_1, LED_2: diodes électroluminescentes rouges

Transistors

T_1: 2 N 4416
T_2, T_3, T_4, T_6, T_7: 2 N 2369
T_5, T_8, T_9: 2 N 2907
T_{10}, T_{11}: 2 N 2222

Circuits intégrés

CI_1: régulateur 12 volts
CI_2: pont redresseur 100 volts 500 mA

Transformateur

220 V → 24 V / 10 VA

Coffret

ESM référence EC 20/08 FA

Divers

1 prise BNC
2 douilles femelles 4 mm
1 commutateur 2 circuits 6 positions
1 inverseur miniature
2 interrupteurs miniatures

Infos

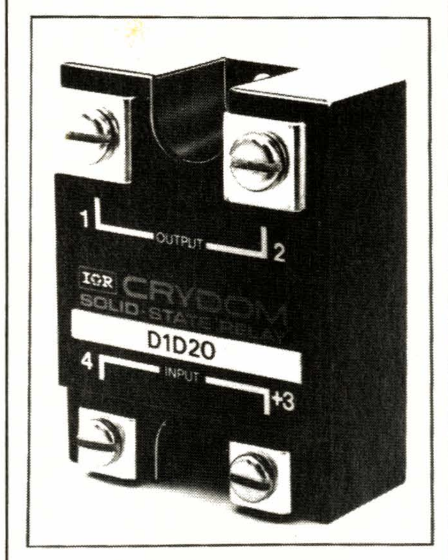
Relais statique, continu, sortie « HEXFET » à performances exceptionnelles

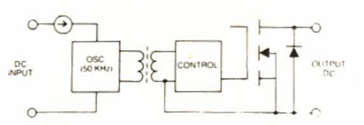
INTERNATIONAL RECTIFIER vient d'introduire une nouvelle gamme de relais, la série CRYDOM 1-D.C., faisant appel à un étage de sortie HEXFET* pouvant commuter des courants continus jusqu'à 40 Ampères.

Cette nouvelle série étend les domaines d'application des relais statiques aux alimentations ininterruptibles, par exemple, ainsi qu'aux commandes de moteurs à courant continu de forte puissance, aux alimentations d'ordinateurs et au contrôle d'ascenseurs.

L'utilisation d'un transistor HEXFET de puissance dans l'étage de sortie contribue à l'amélioration des caractéristiques, et ce de manière considérable, en ce qui concerne une très faible résistance directe, une absence de tension secondaire de claquage, une facilité de montage en parallèle et enfin une grande stabilité en fonction de la température.

The HEXFET® Relay





La puissance de coupure des relais standard est de 40 A, sous 100 Vcc et de 12 A sous 200 Vcc. Des modèles utilisables sous 500 Vcc peuvent être réalisés sur demande. La tension d'isolement est de 2,5 kV eff, entre entrée et sortie ainsi qu'entre circuit et embase.

Le circuit d'entrée de ces nouveaux relais peut être commandé à partir de la plupart des circuits logiques et il ne requiert pas plus de 1,6 mA sous 5 Vcc. Le signal continu de commande active un oscillateur de 50 kHz, couplé au moyen d'un transformateur avec le circuit de sortie.

Ces relais sont fournis dans les boîtiers industriels standard de la série CRYDOM et sont équipés de connexions à vis.

*HEXFET est une marque déposée de « INTERNATIONAL RECTIFIER », constructeur de semiconducteurs MOSFET de puissance.

INTERNATIONAL RECTIFIER
17, bd Arago, Z.I. de Villemilan,
91320 WISSOUS. Tél. : (6) 920.70.50